radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Transistormultivibrator als periodischer Zeitschalter

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN DEZEMBER 1961 23





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag und Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

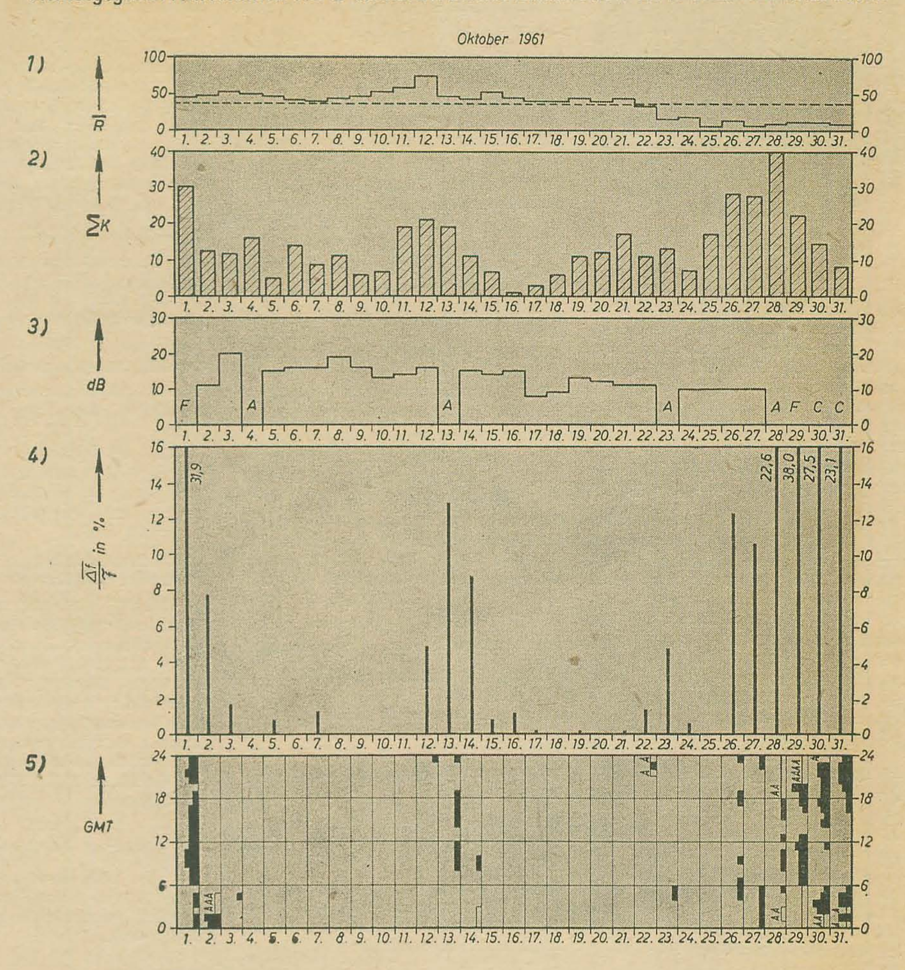
CONTENTS

Titelbild:

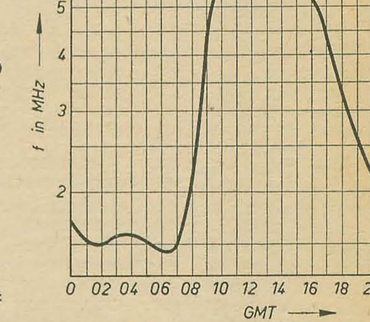
Auf unserem Bild sind einige Bauteile der neuen typisierten Mittelsuper aus Rochlitz zusammengestellt. In unserem umfassenden Beitrag über diese Geräte auf Seite 723 wird ausführlich auf die Entwicklung und Konstruktion dieser und anderer Bauteile eingegangen.
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Okt. 1961 und Vorschau für Dez. 1961

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung, A = Abdeckung, F = Streuung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60 γ bezogen auf eine Stunde
□ Streuecho A□ Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Transistor-Mikrofonübertragungsanlage in Kleinstausführung
- Netzunabhängiges Universalprüfgerät
- Verbesserung des TV-Empfängers „Alex“
- Physikalische Interpretation der Exponentialfunktion
- Eine Möglichkeit zur Kompensation des positiven Temperaturkoeffizienten mit Thermistoren



▼ **Im Pavillon der Erfindungen** in Budapest stellt der Erfinder M. Nemet eine Fernsehantenne, scherzhaft „Packpapier“ genannt, aus. Sie besteht aus $2\ m^2$ braunem imprägniertem Packpapier, das mit silbernen und roten Alufolien überzogen ist. Diese Anlage wird auf dem Dachboden waagerecht ausgespannt und sichert einen guten, sauberen Bildempfang.

▼ **Radio-Transistor-Leuchten** zeigte die österreichische Firma HEIRU als Neuheit auf der Wiener Messe. Im Sockel einer mit einem Kleinstlämpchen versehenen Nachttisch- und Leselampe ist ein Transistorminiaturempfänger untergebracht, der den Kopfhörerempfang der MW-Ortssender bzw. am Abend auch einzelner Fernsender ermöglicht.

▼ **Akustische Beleuchtungskörper** gibt es auch in den USA. Hier werden Decken- und Tischleuchten mit eingebautem Rundfunkgerät angeboten. Durch einen zusätzlichen Schaltvorgang beginnt sich der nun schon singende und sprechende Lampenschirm auch noch zu drehen und übernimmt die Funktion eines Ventilators.

▼ **Die Sowjetunion** wird Ghana einen Atomreaktor zur Erzeugung von Atomenergie für friedliche Zwecke liefern. Ferner ist vorgesehen, daß ghanesische Spezialisten in der Sowjetunion ausgebildet werden.

▼ **Drahtlose Fernbedienungseinrichtungen für TV-Empfänger** werden in Westdeutschland angeboten. Nordmende hat einen Ultraschallgeber für die Fernsteuerung seines neuen TV-Portables „Colonel de Luxe“ entwickelt. Das handliche Gerät arbeitet mit etwa 30 kHz und ermöglicht die Fernbedienung der Netz-Aus-Taste, die Regelung der Lautstärke in drei Stufen (durch Schrittschaltung) sowie die Umschaltung vom ersten auf das zweite Programm. Im Empfänger werden die Steuersignale von einem Kondensatormikrofon aufgefangen und durch einen Röhrenverstärker (2 × EF 184, 2 × PCC 85) mit dem Faktor 10^7 verstärkt. Die Reichweite beträgt mindestens 12···15 m.

▼ **Die Arbeiten** an der Errichtung des ersten bulgarischen Atomreaktors für Forschungszwecke sind abgeschlossen worden. Die Ausrüstung für die Anlage war von der Sowjetunion geliefert worden.

▼ **Nachtrag:** Wir bitten, die Bauanleitung für einen 12-W-Gegentaktverstärker im Heft 18 (1961) S. 586 durch folgenden Literaturhinweis zu ergänzen: H. Sachs: Stereo-Übertragungseinrichtung; radio und fernsehen 10 (1960) S. 296.

▼ **Das größte Schallplattenwerk der UdSSR** in der Nähe von Moskau kann jährlich 70 Mio Schallplatten pressen.

Elektro-Standard

Aus dem Heft 11 (1961) des Mitteilungsblattes „Elektro-Standard“ dürften für unsere Leser folgende Beiträge von Interesse sein:

Ing. M. Bleß, Dresden
Probleme der Standardisierung der Rundfunk- und Fernsehgeräte

Dr. W. Prang, Berlin
Ergebnisse und Aufgaben der nationalen und internationalen Standardisierung von Festkondensatoren

Dipl.-Ing. Lothar Fränzel, Gornsdorf
Standardisierung von veränderbaren Drahtwiderständen

Ing. Richard Damm, Rostock
Die Aufgaben der RFT-Fernmelde-Anlagenbau-Betriebe bei der Standardisierung

Erwin Dorn, Zwönitz
Probleme der Standardisierung für die Verpackung in der Nachrichten- und Meßtechnik

Neuentwickelte Halbleiterbauelemente der ČSSR

Im tschechoslowakischen Institut für Nachrichtentechnik „A. S. Popow“ (VÚST) in Prag wurden folgende Halbleiterbauelemente entwickelt:

Diffusionslegierte Germanium-pnp-Transistoren OC 169 und OC 170

Diese Transistoren haben bei Kollektorspannung von — 6 V und einem Emitterstrom von 1 mA folgende Mittelwerte:
$\beta = 100$ bei $f = 1$ kHz, $F = 3$ dB ($R_g = 200\ \Omega$, $f = 450$ kHz) und $F = 4$ dB ($R_g = 150\ \Omega$, $f = 10{,}7$ MHz). Der Transistor OC 169 hat im Mittel eine Grenzfrequenz von 60 MHz und der OC 170 eine Grenzfrequenz von 70 MHz. Die Transistoren haben bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C eine maximale Verlustleistung von 50 mW. Sie eignen sich für die Hochfrequenzverstärker und Mischstufen der Kurzwellentransistorempfänger und für die 10,7 MHz Zwischenfrequenzverstärker.

Niederfrequente legierte Silizium-pnp-Transistoren

und damit die ersten tschechoslowakischen Siliziumtransistoren. Diese Transistoren sind Äquivalente der Transistoren OC 200, OC 203 und OC 440. Der Transistor OC 200 hat bei einer Kollektorspannung von — 6 V und einem Kollektorstrom von 1 mA eine minimale Grenzfrequenz von 300 kHz, der Transistor OC 203 hat im Mittel eine Grenzfrequenz von 1 MHz und der OC 440 eine minimale Grenzfrequenz von 200 kHz.

Silizium-Leistungsgleichrichter aus n-Material

(72 NP 75 ··· 75 NP 75) für 10 A und eine maximale Sperrspannung von 96, 180, 300 und 480 V. Sie ertragen einen Stoßstrom von 100 A in der Dauer von maximal 10 ms. Der Spannungsabfall in Durchlaßrichtung beträgt bei 10 A und 25 °C 1,1 V.

Silizium-Punktkontaktdioden aus n-Material

(D 1 ··· D 4, wobei D 1 ~ 1 N 302, D 2 ~ 1 N 302 A, D 3 ~ 1 N 303). Sie sind in einem ovalen Gehäuse 5 × 7 × 7 mm untergebracht und haben einen Widerstand von 100 MΩ in Sperrichtung und eine maximale Kapazität von 2 pF bei — 10 V. Die Dioden D 1 und D 2 haben eine Spitzenspannung von 225 V, die Dioden D 3 und D 4 von 125 V bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C. Bei 100 °C halten sie noch einen Stoßstrom (maximal 1 s) bei D 1 von 100 mA, bei D 2 von 200 mA, bei D 3 von 150 mA und bei D 4 von 80 mA aus.

10-W-Zenerdioden

für Zenerspannungen von 10 bis 100 V, die den Zenerdioden 1 N 2498 bis 1 N 2500, 1 N 1816 ··· 1 N 1836 annähernd äquivalent sind.

Legierte Germanium-Tunneldioden

(Esakidioden) aus n-Material (DT 1 bis DT 5). Der Typ DT 1 hat im Mittel $I_p = 3$ mA, DT 2 hat $I_p = 7{,}5$ mA, DT 3 hat $I_p = 15$ mA, DT 4 hat $I_p = 30$ mA und DT 5 hat $I_p = 75$ mA bei $U_p = 50$ mV. Im Mittel beträgt das Verhältnis $I_p/I_v = 6$, $U_v = 300$ mV.

Spannungsabhängige Halbleiterkapazität „Varicap“

Es handelt sich um eine legierte Siliziumdiode; sie ist für einen Kapazitätsvariationsbereich von 1 : 2,5 ausgelegt und ihre Grenzfrequenz beträgt 1000 MHz, der Sperrwiderstand 20 MΩ, die Kapazität schwankt von 5 bis 35 pF bei einer Sperrspannung von — 6 V. Das Bauelement ist in einem ovalen Gehäuse 5 × 7 × 7 mm untergebracht.

Zeilenfreies Fernsehen

Um ein zeilenfreies Fernsehbild zu erzielen, haben westdeutsche Firmen verschiedene Verfahren angewandt.

Sabavision

Dieses Verfahren der Saba-Werke geht von dem Gedanken aus, den Dunkelstreifen nicht elektrisch, sondern auf rein optischem Wege mit Licht auszufüllen und damit die Zeilenstruktur des Fernsehbildes unsichtbar zu machen. Die Verwirklichung des Verfahrens erfolgt mit einer durchsichtigen Kunststoffscheibe die im Ziehverfahren genau der Wölbung der Bildröhre angepaßt wird und so völlig plan auf dem Bildschirm aufliegt. Für das durch die Scheibe sehende Auge wird das Streifenmuster unsichtbar. Um dies zu erreichen, trägt die eine Seite der Scheibe eine sehr feine, waagerecht verlaufende Riffelung, die die auf den Bildschirm geschriebenen hellen Zeilen durch Lichtbrechung so weit verbreitert, daß die dazwischenliegenden Dunkelstreifen verschwinden. Die absolut gleichmäßig geriffelte Scheibe muß dem Abstand der Bildzeilen so angepaßt werden, daß die durch eine exakt definierte Brechung erzeugte Verbreiterung der Zeilen genau die Dunkelstreifen ausfüllt. Auch muß die von beiden Seiten eingestreute Lichtmenge in ihrer Summe genau dem Helligkeitswert der Bildzeilen entsprechen, damit nicht wiederum eine neue Zeilenstruktur entsteht. Auf diese Weise wird die Linienstruktur des Fernsehbildes unsichtbar gemacht.


An diesem Foto demonstriert Saba seine Neuentwicklung „Sabavision“

Die Herstellung der Sabavisions-Scheibe erfordert die Einhaltung einer hohen Präzision. Nicht weniger als zehn Rillen müssen pro Millimeter in die Scheibe eingeprägt werden. Die Tiefe der Rillen beträgt dabei nur elf Tausendstel eines Millimeters, während ihre Abmessungen mit einer Genauigkeit von einem Tausendstel Millimeter eingehalten werden müssen. Der Rillenabstand ist hierbei nicht konstant, sondern er wird nach einer mathematisch berechneten Gesetzmäßigkeit von Rille zu Rille variiert. Mit der Beseitigung der optischen Wahrnehmung der Zeilenstruktur werden auch der Treppeneffekt, das Zwischenzeilenflimmern und das Zeilenwandern beseitigt.

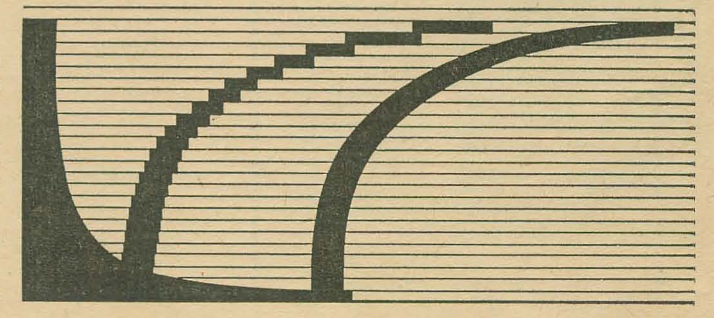
Teleklar

Im Gegensatz zu Saba beseitigt Telefunken die sichtbare Zeilenstruktur auf magnetischem Wege, indem ein Magnetsystem, der sogenannte „Teleklar“, auf den Bildröhrenhals aufgeschoben wird. Durch den Magneten werden die runden Lichtpunkte in die Länge gezogen, so daß sie oval sind und nun die Zeilenabstände ausfüllen.

Wobber

Bei diesem Verfahren von Grundig werden die Zeilen blitzschnell ein wenig nach oben und unten verschoben und verwischen so die Zeilenabstände.

Schematische Darstellung des Treppeneffekts im Fernsehbild. Links: bisheriger Verlauf, rechts: mit „Sabavision“ glatter Verlauf



radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

10. JAHRGANG · 1. DEZEMBERHEFT **23** 1961

Die neuen typisierten Mittelsuper der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen

Ing. MAXIMILIAN BLESS und Ing. RUDOLF IRMLER

Wissenschaftlich-technisches Zentrum der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen

Das Problem der Standardisierung auf dem Gebiet der Rundfunk- und Fernsehgeräte war auch in radio und fernsehen Gegenstand vieler Diskussionen. Erst die intensive Gemeinschaftsarbeit brachte den entscheidenden Durchbruch zur Lösung des Problems. Sie legte die für eine Standardisierung technologisch und ökonomisch richtigen Gesichtspunkte fest. Die Hauptschwierigkeit bestand darin, daß die Betriebe der Rundfunk- und Fernsehindustrie Finalproduktion erzeugen und bei allen Maßnahmen zur Standardisierung bis auf die Zulieferindustrie zurückgegangen werden mußte. Dadurch weitete sich die Standardisierungsaufgabe in einem Maße aus, wie es zu Beginn der Arbeiten noch gar nicht übersehen wurde.

Am Anfang der Bestrebungen, Rundfunkgeräte zu standardisieren, gab es sehr widersprechende Auffassungen. So wurde zum Beispiel versucht, Schaltungen zu standardisieren oder Standardröhrensätze festzulegen. Die intensive Beschaftigung mit der technologischen und ökonomischen Seite der Aufgabenstellung drängte immer mehr zu der Lösung, mit standardisierten elektrischen und mechanischen Bauelementen Standardbaugruppen zu entwickeln, die durch zweckentsprechende Kombinationen zu typisierten Geräten führen.

Diese Entwicklung war bei einzelnen Werken der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen bereits für den eigenen Bereich in ersten Ansätzen vorhanden. Sie auf den gesamten Industriezweig zu übertragen, bereitete jedoch Schwierigkeiten, die unter anderem aus der unterschiedlichen Entwicklung und der uneinheitlichen technologischen Ausstattung der einzelnen Betriebe resultierten.

Zu einer wirkungsvollen Standardisierung waren daher Maßnahmen notwendig, die bis auf die Struktur des Industriezweiges zurückgreifen mußten. Erst die durchgeführte Spezialisierung der Betriebe der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen auf bestimmte Gerätetypen schaffte die Voraussetzungen für die Durchsetzung des dargestellten Standardisierungsprinzips. Für den Industriezweig wurde dadurch das klassische Beispiel der wechselseitigen Abhängigkeit zwischen Standardisierung und Spezialisierung geschaffen; ein Ergebnis, das sich zwangsläufig aus der intensiven Bearbeitung des Gesamtkomplexes ergeben mußte.

Die ökonomischen Auswirkungen der Standardisierung im Bereich der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen bleiben dabei nicht nur auf diesen Industriezweig beschränkt, sondern reichen über die Zulieferindustrie bis in die rohstofferzeugende Industrie hinein.

Dabei stand selbstverständlich die Forderung, daß die äußere Gestaltung der Geräte im breiten Umfang Variationsmöglichkeiten zulassen mußte, um den Kundenwünschen entgegenzukommen.

Die preislichen Unterschiede zwischen den einzelnen typisierten Geräten sollten echten Abstufungen in bezug auf die Leistung, den Bedienungskomfort und die Ausstattung der Geräte entsprechen. Der Käufer eines Gerätes der nächsthöheren Preisklasse muß eine klar erkennbare Mehrleistung des Gerätes feststellen können. Andererseits stand die Forderung, die Sprünge sinnvoll abzustufen, damit ein Sortiment entsteht, das mit dem Bedarf übereinstimmt.

Die neuen vom Wissenschaftlich-technischen Zentrum der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen entwickelten Geräte Oberon und Türkis stellen in diesem Sortiment die Mittelsuper der oberen und unteren Preisklasse dar. Sie werden im VEB Stern-Radio Rochlitz produziert und in verschiedenen Modifikationen im Handel erscheinen. Vorgesehen sind vorlaufig als Tischgeräte in verschiedenen Gehäusen die technischen Varianten:

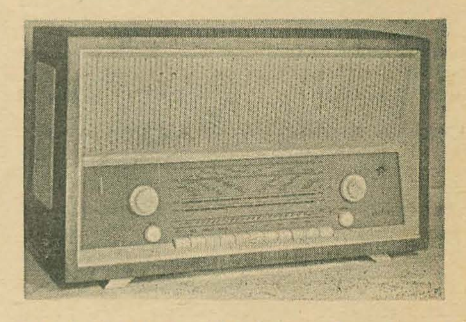


Bild 1: Typisierter Mittelsuper „Oberon" mit monofonem NF-Verstärker

- Oberon mit monofonem NF-Verstärker
- Oberon mit stereofonem NF-Verstärker
- Oberon mit eingebautem monofonem Plattenspieler
- Oberon mit eingebautem stereofonem Plattenspieler
- Türkis mit monofonem NF-Verstärker
- Türkis mit stereofonem NF-Verstärker

Die Chassis der typisierten Geräte werden in Tonmöbel eingebaut und mit Fernsehgeräten, Tonbandgeräten und Plattenspielern kombiniert.

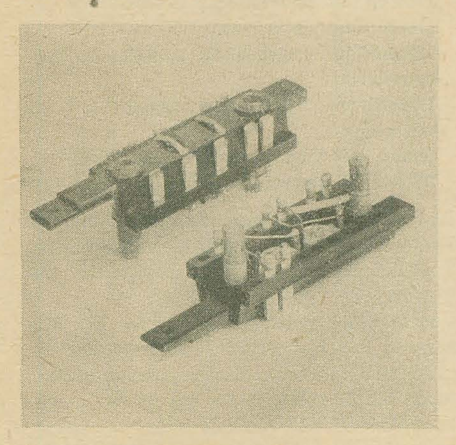
Von entscheidender Bedeutung für die Einführung typisierter Rundfunkgeräte war der gleichzeitige Einsatz der gedruckten Schaltung. Die Technologie der gedruckten Schaltung verlangt eine radikale Standardisierung,

und es ist kein Zufall, daß sich die ersten in Arbeit befindlichen technologischen Standards des Industriezweiges mit Fertigungsprozessen aus dem Bereich der gedruckten Schaltung beschäftigen.
Standardisierte Baugruppen zu schaffen, war nur dadurch möglich, daß mit den einzelnen Fachexperten der Zulieferindustrie und den Mitarbeitern des Wissenschaftlich-technischen Zentrums der VVB RFT Rundfunk und Fernsehen in verschiedenen Sozialistischen Arbeitsgemeinschaften die Voraussetzungen geschaffen wurden. Durch die Perspektive auf Großserien standardisierter Bauelemente und Baugruppen für typisierte Rundfunkgeräte war es dabei möglich, optimale Forderungen zu stellen und zu erreichen. Das Ergebnis hat auf der Leipziger Herbstmesse 1961 vollste Anerkennung gefunden.
Dabei ist zu erwähnen, daß eine kritische Überarbeitung der gesamten elektrischen und konstruktiven Konzeption der Geräte vor der Überleitung in die Produktion mit den Fachkollegen des VEB Stern-Radio Rochlitz und den Mitarbeitern des DAMW dem Gesamtergebnis sehr nützlich war.
Im folgenden soll eine Übersicht über die neuen typisierten Mittelsuper gegeben werden. Die spezielle Diskussion über einzelne Baugruppen soll einer späteren Veröffentlichung vorbehalten sein.

1. Konstruktiver Aufbau

Für den gesamten mechanischen Aufbau stand die Forderung, mit geringem Materialaufwand eine Konstruktion zu schaffen, die der gedruckten Schaltung konstruktions- und funktionsgerecht entspricht.
Eine weitere wichtige Grundlage für den Aufbau war die konstruktive Vorbereitung der industriellen Reparatur. Diese Forderung, die aus den besonderen volkswirtschaftlichen Bedingungen der sozialistischen Wirtschaft resultiert, verlangt, daß einzelne Baugruppen bei einer notwendigen Reparatur leicht auswechselbar sind. Dadurch werden die Reparaturzeiten auf ein Minimum gesenkt. Die ausgebauten defekten Baugruppen werden einem Spezialbetrieb zugeführt, der sie serienmäßig instandsetzt.
Dieser und andere Gesichtspunkte führten zu einer neuartigen Konstruktion für den Drucktastenschalter. Die HF-Kreise sind nicht mehr fest auf der Leiterplatte montiert, sondern befinden sich mit den Schaltelementen

Bild 2: HF-Schieber des Drucktastenschalters



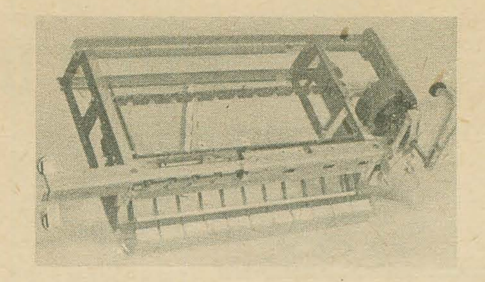


Bild 3: Mechanisches Chassis des Gerätes „Oberon"

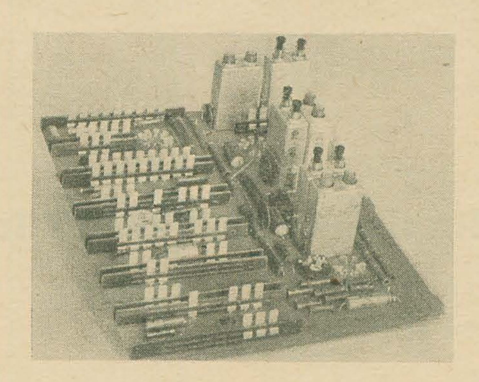


Bild 4: HF/ZF-Leiterplatte des Gerätes „Oberon"

auf den Schiebern des Schalters. Für den Fertigungsbetrieb der Geräte bedeutet das, daß die einzelnen Schieber elektrisch unabhängig vom Gerät gefertigt, geprüft und vorabgeglichen werden können. Ohne Rücksicht auf den Gerätedurchlauf können die Wellenbereiche in gewissen Grenzen verändert werden; ein Vorteil, der sich bei Exportwünschen als besonders wertvoll erweist. Dazu kommt, daß diese Methode der Kooperation entgegenkommt, die bei dem einfachen Aufbau der Schieber bis zu einem umfangreichen Einsatz von Heimarbeit gehen kann.
Ein weiterer Vorteil dieser Konstruktion liegt in einer wesentlich günstigeren Führung und Auflockerung der gedruckten Leitungszüge auf der Leiterplatte.
Mit den gleichen Standardbauteilen des Drucktastenschalters sind die übrigen Schalteinheiten für die Bandbreitenumschaltung, Tonabnehmertaste und das Klangregister aufgebaut.
Dieses Prinzip der Aufteilung in elektrische, leicht auswechselbare Baugruppen ist für die gesamte Konstruktion angewandt. Die Geräte „Oberon" und „Türkis" für Wechselstrombetrieb verwenden — soweit das technisch und ökonomisch vertretbar war — gleiche elektrische und mechanische Bauelemente und Baugruppen.
Bei der Diskussion der ersten Konstruktionsentwürfe für den Chassisaufbau und seine konstruktive Verbindung mit dem Drucktastenschalter entsprach keine der vorgesehenen Lösungen der optimalen Realisierung der gestellten Forderungen. Der konservative Weg, einen Drucktastenschalter, der eine selbständige konstruktive Einheit darstellt, in ein Chassis einzubauen, mußte daher verlassen werden.
Bild 3 zeigt die endgültige konstruktive Lösung. Das gesamte Chassis besteht aus Profilen, die durch Schränkung miteinander verbunden sind.

Das Rastwerk des Drucktastenschalters ist gleichzeitig tragendes Konstruktionselement des gesamten Chassis. Die Seitenträger des Drucktastenschalters sind vollständig entfallen, da das Rastwerk in die Seitenträger des Chassis eingesetzt wird. Durch diese Konstruktion tritt eine erhebliche Materialeinsparung ein. Die Schränkverbindungen gewährleisten, daß keine maßlichen Abweichungen bei der Montage des Chassis eintreten; eine Schwierigkeit, die beim Punktschweißen nur schwer zu vermeiden war.
Die Schieber des Drucktastenschalters werden in Ausschnitten der Chassisprofile geführt. Ein besonderes Konstruktionsproblem bestand darin, die kinetische Energie und die Federkraft, mit der die Schieber zurückgeführt werden, weich abzubremsen.
Die Gegenkontakte der Kontaktschieber sind als Kontaktträger ausgebildet, die direkt in die Leiterplatte eingelötet werden. Die Hauptleiterplatte für den HF- und ZF-Teil der Empfänger wird mechanisch ebenfalls durch Schränkung mit dem Chassis verbunden.
Um eine hohe Temperaturkonstanz zu erreichen, stehen die Röhren oberhalb, während die Filter und die übrigen Bauelemente unterhalb der Leiterplatte liegen. Diese Konstruktion ist bei obenliegenden Leitungszügen durch Verwendung der neuen Phantomröhrenfassungen möglich.
Für die typisierten Mittelsuper wurden Standardbandfilter entwickelt. Die Hauptschwierigkeit für die Standardisierung dieser Filter bestand darin, daß sie auch unter optimalen Bedingungen in anderen Rundfunk- und Fernsehgeräten verwendbar sein müssen. Sie müssen Anschlüsse für gedruckte Schaltung besitzen, mit den Anschlüssen im Raster liegen und eine automatische Bestückung zulassen. Im eingebauten Zustand soll die Haube

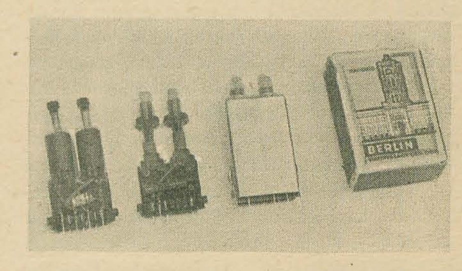
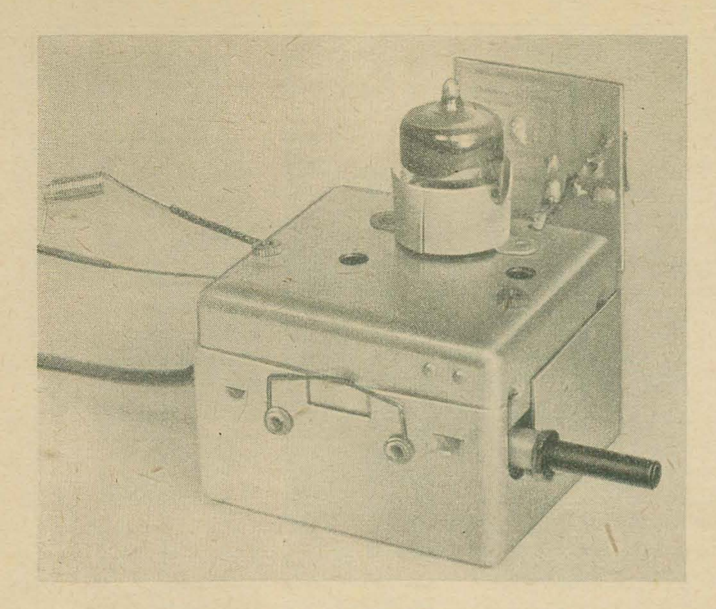


Bild 5: Standardbandfilter für AM und FM

einzeln abnehmbar sein. Weiter mußte gefordert werden, daß die Filter vollautomatisch abgleichbar sind und alle Abgleichfunktionen von einer Seite aus vorgenommen werden können.
Die Entwicklung führte zu Einzelfiltern. Beim FM-Filter wird der Koppelungsgrad durch die Ausbildung des Trennsteges in der Abschirmhaube bestimmt. Das AM-Filter verwendet eine Koppelwindung. Die AM-Einzelkreise sind in Ferrittöpfen untergebracht, für die vom Wissenschaftlich-technischen Zentrum für technische Keramik eine völlig neue Technologie hoher Produktivität entwickelt wurde, die im VEB Keramische Werke Hermsdorf angewendet wird. Bild 5 zeigt ein geschlossenes Filter sowie den Aufbau des FM- und AM-Filters. Aus der Abbildung ist die übersichtliche Bauweise zu erkennen, bei der



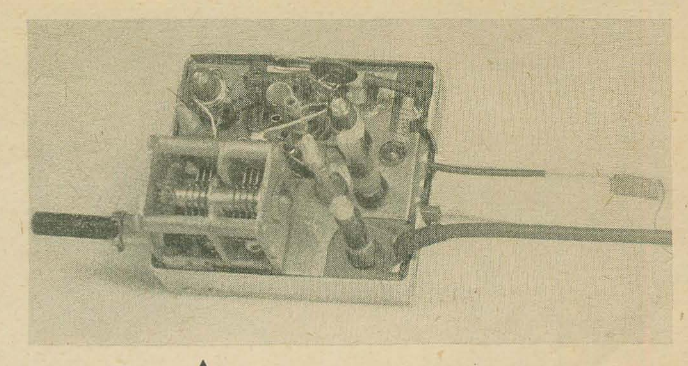


Bild 7: Standardeingangsteil für FM offen

Bild 6: Standardeingangsteil für FM geschlossen

sich die Bauelemente leicht montieren lassen.

Der UKW-Eingangsteil verwendet eine ECC 85 und kapazitive Abstimmung. Der FM-Drehkondensator, Typ 302, des VEB Fernmeldewerk Arnstadt wurde in Gemeinschaftsarbeit mit dem Entwicklungskollektiv für Drehkondensatoren des ZLF im VEB Fernmeldewerk Arnstadt für den Einsatz in dieser Standardbaugruppe wesentlich verbessert. Die TGL für diese Standardbaugruppen werden bearbeitet.

Die NF-Teile der typisierten Mittelsuper sind ebenfalls als selbständige Baugruppen mit gedruckter Schaltung ausgebildet. Sie werden durch Schränkverbindungen mit dem Chassis verbunden. Die Stereoausführung entsteht in einfacher Weise dadurch, daß zwei NF-Baugruppen an das entsprechend vorbereitete Chassis angesetzt werden. Die NF-Baugruppen für monofone und stereofone Wiedergabe verwenden gleiche Leiterplatten und unterscheiden sich nur geringfügig in der Bauelementebestückung. Die Bilder 10 und 11 zeigen die monofone und stereofone Ausführung des Gerätes „Oberon", die Bilder 12 bis 15 die vollständigen Chassis der Geräte.

Für den getrennten Aufbau des Netzteiles der typisierten Mittelsuper war außer den erwähnten Gesichtspunkten die gewichtsmäßige Entlastung des Chassis von entscheidendem Einfluß. Es wurde ebenfalls als voll funktions- und prüffähige Baugruppe ausgebildet, die selbständig im Gehäuse montiert wird. Die Netzteile wurden wahlweise für Röhren- oder Selengleichrichter entwickelt. Die Bilder 17 und 18 zeigen die eingebauten Baugruppen der Geräte „Oberon" und „Türkis".

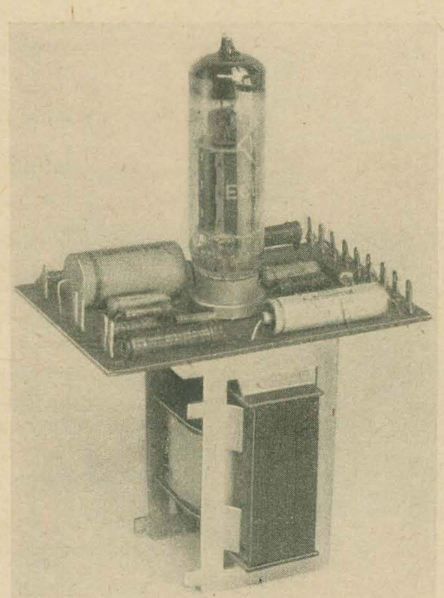


Bild 8: NF-Verstärker des Gerätes „Türkis"

2. Elektrische Funktion des Gerätes „Oberon"

2.1 Aufteilung der Baugruppen

Die Aufteilung des Gerätes in standardisierte Baugruppen verlangt auch eine entsprechende Aufteilung der elektrischen Funktionen.

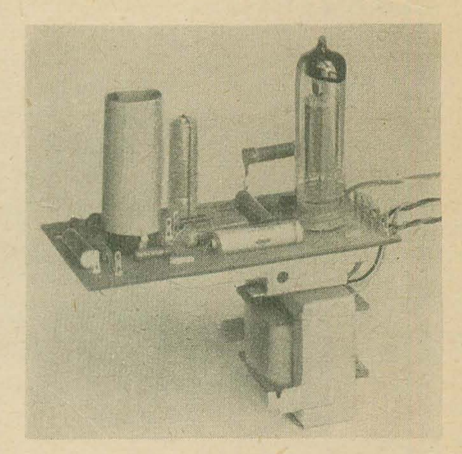


Bild 9: NF-Verstärker des Gerätes „Oberon"

Die Baugruppe UKW-Eingangsteil ist auf Grund der Forderung nach Störstrahlungsfreiheit wie bei den bisher gefertigten Geräten als selbständige Einheit ausgeführt. Dieser

Bild 10: Montierter NF-Verstärker am Chassis des „Oberon" monofon

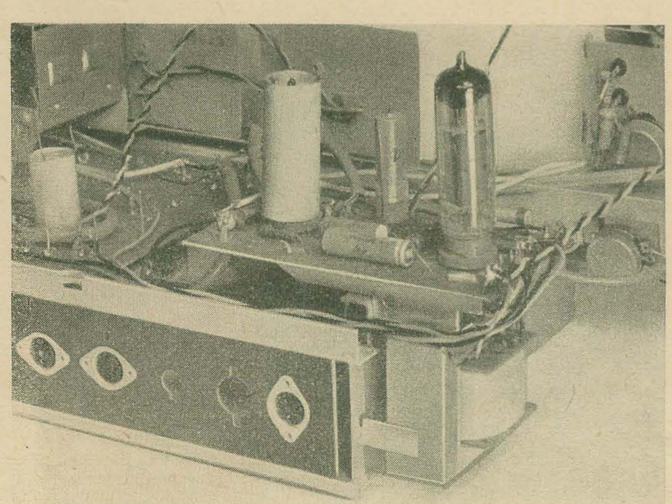
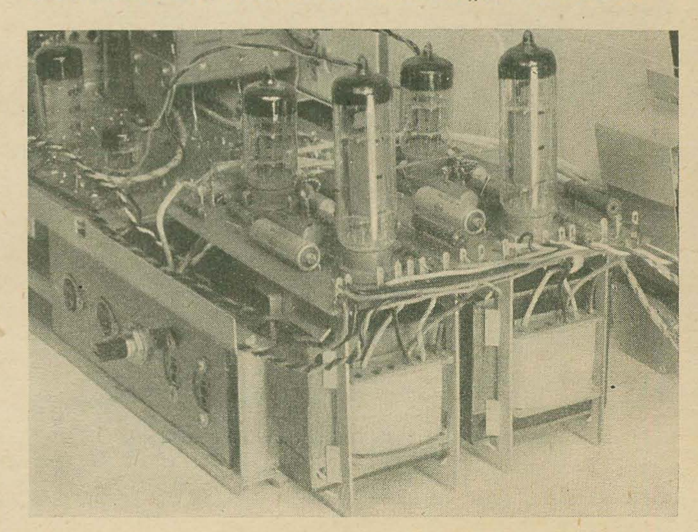


Bild 11: Montierte NF-Verstärker am Chassis des „Oberon" sterofon



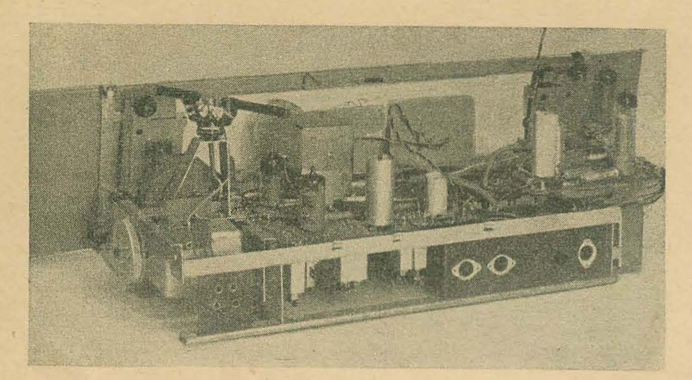


Bild 12

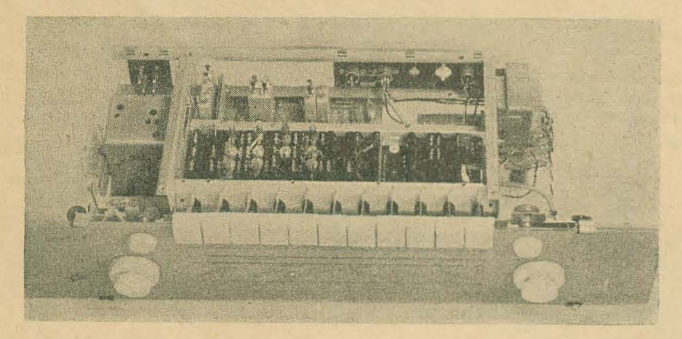


Bild 13

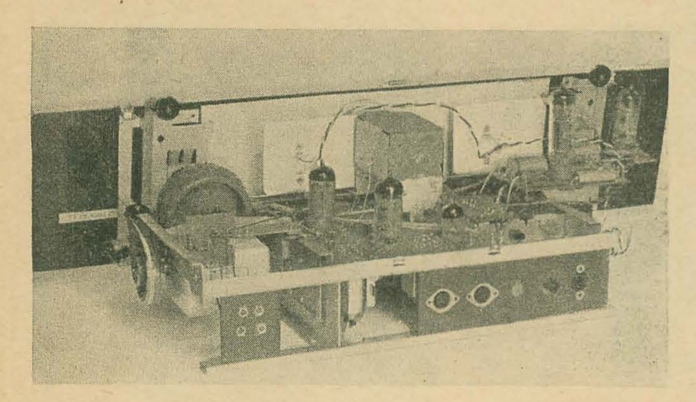


Bild 14

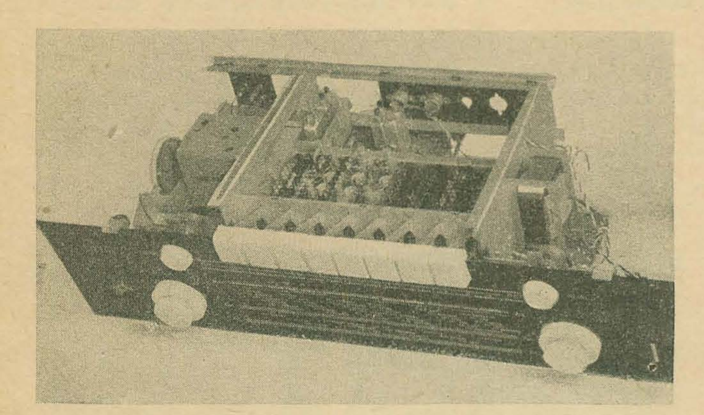


Bild 15

Bild 12: Rückansicht des vollständig montierten Chassis „Oberon“

Bild 13: Chassis „Oberon“ von unten

Bild 14: Rückansicht des vollständig montierten Chassis „Türkis“

Bild 15: Chassis „Türkis“ von unten

Technische Daten

	Oberon, monofon	Türkis, monofon
Stromart:	Wechselstrom	Wechselstrom
Netzspannung:	110/127/220/240 V	110/127/220/240 V
Leistungsaufnahme:	60 VA	50 VA
Röhrenbestückung:	ECC 85, ECH 81, EF 89, EBF 89,. EAA 91, ECC 83, EL 84, EM 84	ECC 85, ECH 81, EBF 89, EAA 91, ECL 82, EM 84
Netzgleichrichter:	Selengleichrichter oder EZ 80	Selengleichrichter oder EZ 80
Wellenbereiche:	L 150…290 kHz M 520…1620 kHz K I 5,7…10,0 MHz K II 11,5…18,0 MHz U 87…100 MHz	L 150…290 kHz M 520…1620 kHz K 5,7…10,0 MHz U 87…100 MHz
Empfindlichkeit siehe Bild 26		
Kreise:	8 AM, 12 FM	6 AM, 10 FM
Zwischenfrequenz:	AM 473 kHz FM 10,7 MHz	AM 473 kHz FM 10,7 MHz
Lautsprecher:	perm.-dyn. Breitband, 6 W und Hochton, 2×2,5 W	perm.-dyn. Breitband, 6 W
Gesamtzahl der Drucktasten:	11	8
Klangregistertasten:	3 abhängige für 3 Klangbilder und Regler	2 unabhängige für 3 Klangbilder und Regler
Bandbreitenumschaltung:	mit Drucktaste	nein
drehbare Ferritantenne:	ja	nein
Gehäusedipol:	ja	ja
getrennte Höhen- und Tiefenregelung:	ja	ja
gedruckte Schaltung:	ja	ja
Tonabnehmeranschluß entspr. TGL-Entwurf 0-41 524:	ja	ja
Magnettonanschluß entspr. TGL-Entwurf 0-41 524:	ja	ja
Zweitlautsprecheranschluß entspr. TGL-Entwurf 0-41 529:	ja	ja
Gehäuse:	Edelholz, furniert (Nußbaum mittelbraun, Rüster oder Sapeli)	Edelholz, furniert (Nußbaum, mittelbraun, Rüster oder Sapeli)
Abmessungen in mm:	690×390×270	625×385×276
Gewicht:	15 kp	12 kp

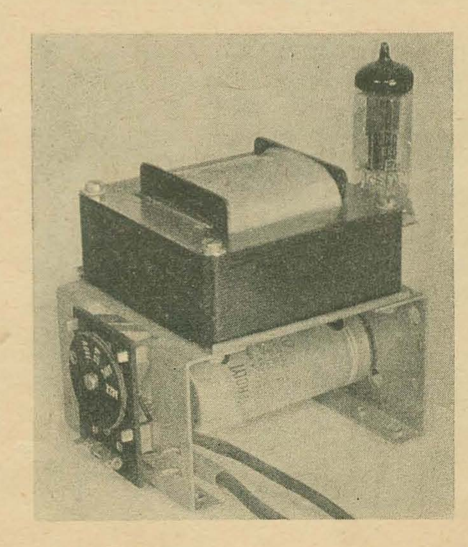


Bild 16: Netzteil des Gerätes „Oberon“ mit Röhrengleichrichter

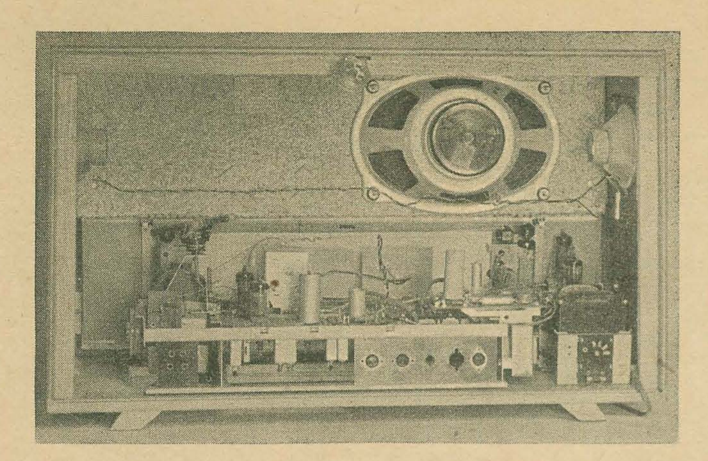


Bild 17: Eingebaute Baugruppen des Gerätes „Oberon"

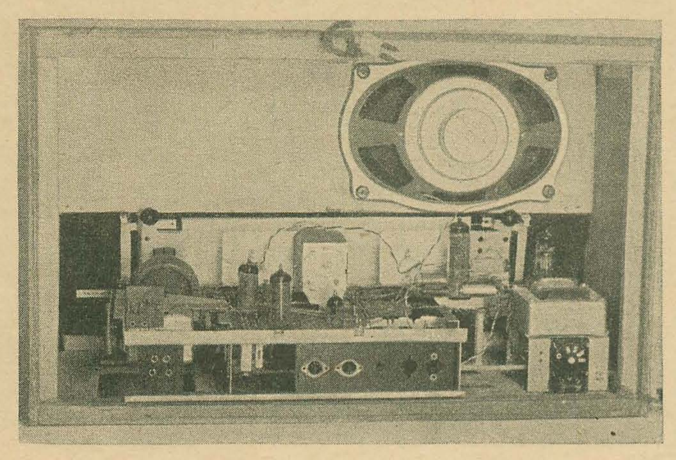


Bild 18: Eingebaute Baugruppen des Gerätes „Türkis"

neuentwickelte Standard-UKW-Eingangsteil hat verbesserte Eigenschaften und erfordert einen geringeren Materialeinsatz.

Die zweite Baugruppe des Gerätes ist der HF-ZF-Verstärker. Er umfaßt den AM-Eingangsteil, den AM-FM-ZF-Verstärker und die Demodulatoren. Diese Zusammenfassung bietet den Vorteil, daß alle HF-Potential führenden Leitungen eine definierte Lage zueinander haben und daß die notwendigen Verbindungsstellen zu den übrigen Baugruppen auf ein Minimum herabgesetzt werden.

Als Misch- und Oszillatorröhre für AM wird die Röhre ECH 81 verwendet, deren Heptodensystem wie üblich gleichzeitig als erste ZF-Verstärkerstufe verwendet wird. Für den ZF-Verstärker kommen nur die Röhren EF 89 und EBF 89 in Frage. Als erste AM-ZF- und zweite FM-ZF-Stufe arbeitet die Röhre EF 89 und als zweite AM-ZF- und FM-Begrenzerstufe die EBF 89. Zur Demodulation dient die EAA 91. Die beiden Dioden der EBF 89 werden zur AM-Demodulation und AM-Regelspannungserzeugung herangezogen. Für die Abstimmanzeige wurde im Skalenfeld das Magische Band EM 84 vorgesehen.

Der NF-Verstärker gibt auf Grund der Ausbildung als selbständige Einheit die Möglichkeit, sowohl monofone als auch stereofone Empfänger mit gleichen Baugruppen auszustatten. Verwendet werden die Röhren ECC 83 und EL 84. Der zweistufige NF-Vorverstärker erlaubt es, das Gerät mit einer hohe Ansprüche befriedigenden Klangregeleinrichtung auszurüsten, die als weitere Baueinheit in das Tastenaggregat eingeht. Die Leistungsreserve der EL 84 reicht aus, um auch große Wohnräume akustisch voll auszufüllen.

2.2 Beschreibung der Funktion

2.2.1 UKW-Eingangsteil

Das Eingangssignal gelangt über das streuinduktiv gekoppelte Eingangsfilter zur Katode des Vorstufensystems der ECC 85. Über die Mittenanzapfung der Primärwicklung wird eine Verbindung zum AM-Eingangsteil hergestellt. Damit wird die für den UKW-Empfang benutzte Antenne einschließlich Zuleitung auch als AM-Antenne wirksam.

Die Ausbildung der Eingangsstufe als Gitterbasisverstärker gewährleistet gute Rückwirkungsfreiheit und einfachen Abgleich. Vom kapazitiv abgestimmten Anodenkreis wird das Signal der Mischstufe zugeführt. Die Mischstufe enthält eine Brückenschaltung für die Oszillatorfrequenz und eine Brückenschaltung für die Zwischenfrequenz (Entdämpfung des Innenwiderstandes).

Durch die im Katodenzweig der Mischröhre liegenden Schaltelemente Dr_{302} und C_{312} (Bild 19) wird der Wirkanteil des Eingangsleitwertes der Mischstufe herabgesetzt, so daß höhere Verstärkung und Spiegelselektion erreicht werden. Das erste FM-ZF-Filter ist Bestandteil des UKW-Eingangsteiles. Einen Teil der Kreiskapazität des Sekundärkreises bildet eine Koaxialleitung, die das zwischenfrequente Signal den Umschaltkontakten der UKW-Taste zuführt.

2.2.2 HF-ZF-Einheit

Im AM-Eingangsteil werden beim Betätigen einer Bereichstaste die auf dem Kontaktschieber befestigten Spulen und Trimmerkondensatoren des Oszillator- und Eingangskreises eingeschaltet. Die Antennenkopplung erfolgt in den beiden KW-Bereichen induktiv und im MW- und LW-Bereich über die Fußpunktkapazität C_2. ZF-Störungen werden durch den Parallelresonanzkreis L_1/C_1 weitestgehend unterdrückt.

Für den Mittelwellenbereich befindet sich die Spule des Eingangskreises auf einem drehbaren Ferritantennenstab. Die Anordnung der Wicklung ist so gewählt, daß eine hohe Empfangsleistung erreicht wird. Voraussetzung dafür ist, daß keine weiteren kurzgeschlossenen Spulenteile auf dem Antennenstab angebracht sind. Für den Langwellenbereich wird deshalb die gleiche Antennenspule verwendet und die erforderliche Induktivität durch Reihenschaltung einer Induktivität (L_3) hergestellt. Der Oszillator arbeitet bei MW und LW in kapazitiver Dreipunktschaltung und bei KW I und KW II in induktiver Rückkopplungsschaltung. Der Mischstufe folgt je ein Bandfilter für AM- und FM-ZF.

Bei dem zweistufigen AM-ZF-Verstärker erlaubt die große Verstärkungsreserve, in den ZF-Kreisen große Kreiskapazitäten zu verwenden. Im Ausgang des ersten Filters liegt außerdem ein kapazitiver Spannungsteiler, bestehend aus C_{27}/C_{28}. Durch diese Maß-

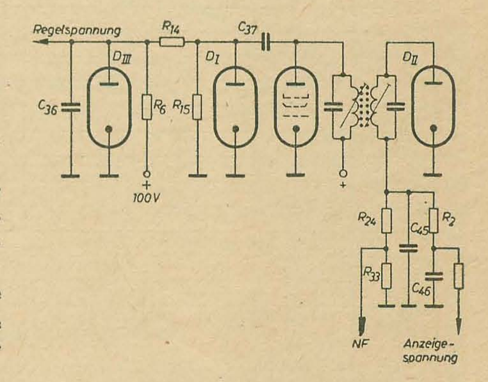


Bild 20: Prinzip der Regelspannungserzeugung

Bild 21: Regelkurve AM bei der Empfangsfrequenz 1 MHz

Bild 19: Schaltbild des „Oberon“

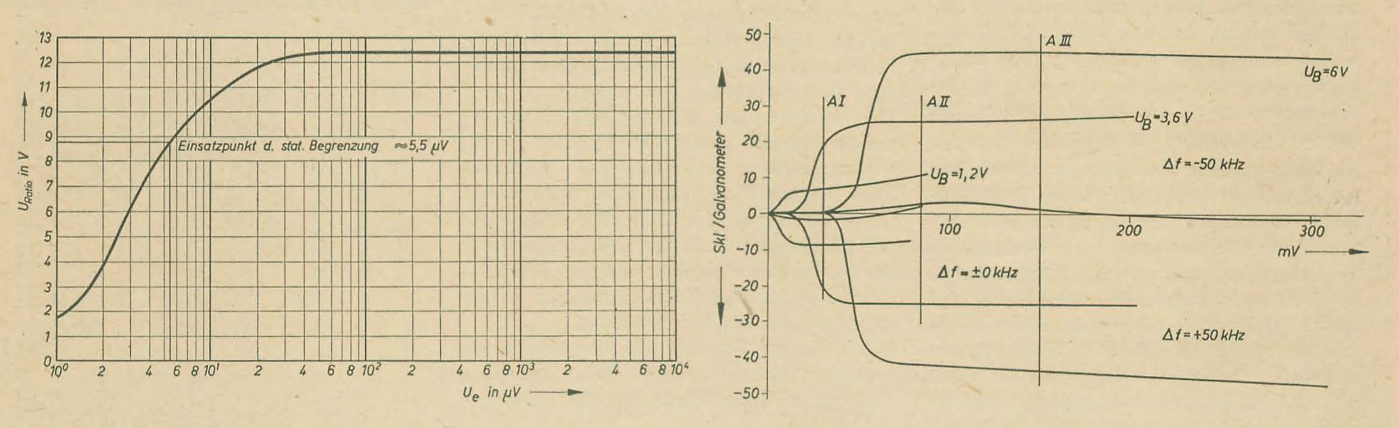


Bild 22: Begrenzerkennlinie bei 94 MHz

Bild 23: AM-Unterdrückung des Demodulators

nahme wird die Gefahr der Übersteuerung des ZF-Verstärkers durch dicht benachbarte starke Sender herabgesetzt.

Das erste und zweite ZF-Filter sind in der Bandbreite umschaltbar.

Zum Erzeugen der Gleichspannung zur automatischen Verstärkungsregelung wird eine Diode der EBF 89 benutzt. Die Spannungszuführung erfolgt vom Primärkreis des letzten ZF-Filters. Diese Regelspannungserzeugung hat den Vorteil, daß im AM-Demodulator ein höherer Modulationsgrad verzerrungsfrei verarbeitet werden kann. Außerdem tritt durch die bei Verstimmung gegenüber der Mittenfrequenz zunächst zunehmende Regelspannung ein stärker ausgeprägtes Maximum beim Abstimmen nach dem Magischen Band ein. Dadurch ist selbst bei Stellung „breit“ des Bandbreitenumschalters ein sicheres Abstimmen auf Bandmitte möglich.

Die Regelspannung wirkt rückwärts auf die Röhren 2, 3 und 4, wobei der Einsatz der Regelung verzögert ist.

Bild 20 zeigt auszugsweise das Prinzip der Regelspannungserzeugung. Als Verzögerungsdiode wird das Bremsgitter der $Rö_3$ verwendet.

Der Verlauf der Regelkurve Bild 21 läßt deutlich erkennen, daß bei etwa 200 µV die Regelung voll einsetzt. Dieser Einsatzpunkt wurde gewählt, damit das Eigenrauschen des Gerätes bei fehlendem oder schwachem Signal nicht störend angehoben wird.

Für den FM-ZF-Verstärker wird wie üblich der Heptodenteil der Röhre ECH 81 verwendet. Es folgt als zweite Stufe die EF 89

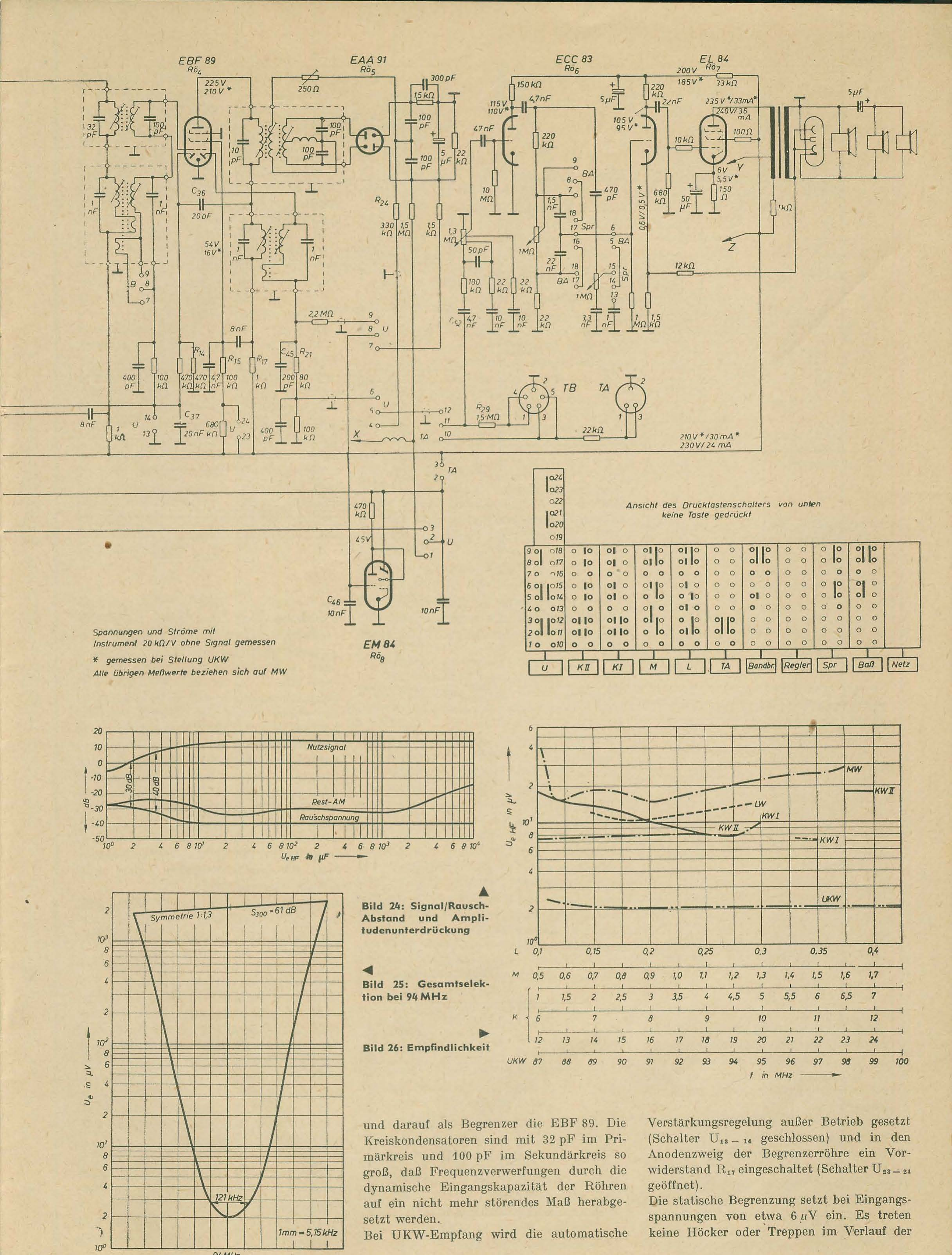


Bild 24: Signal/Rausch-Abstand und Amplitudenunterdrückung

Bild 25: Gesamtselektion bei 94 MHz

Bild 26: Empfindlichkeit

und darauf als Begrenzer die EBF 89. Die Kreiskondensatoren sind mit 32 pF im Primärkreis und 100 pF im Sekundärkreis so groß, daß Frequenzverwerfungen durch die dynamische Eingangskapazität der Röhren auf ein nicht mehr störendes Maß herabgesetzt werden.

Bei UKW-Empfang wird die automatische Verstärkungsregelung außer Betrieb gesetzt (Schalter U_{13-14} geschlossen) und in den Anodenzweig der Begrenzerröhre ein Vorwiderstand R_{17} eingeschaltet (Schalter U_{23-24} geöffnet).

Die statische Begrenzung setzt bei Eingangsspannungen von etwa 6 μV ein. Es treten keine Höcker oder Treppen im Verlauf der

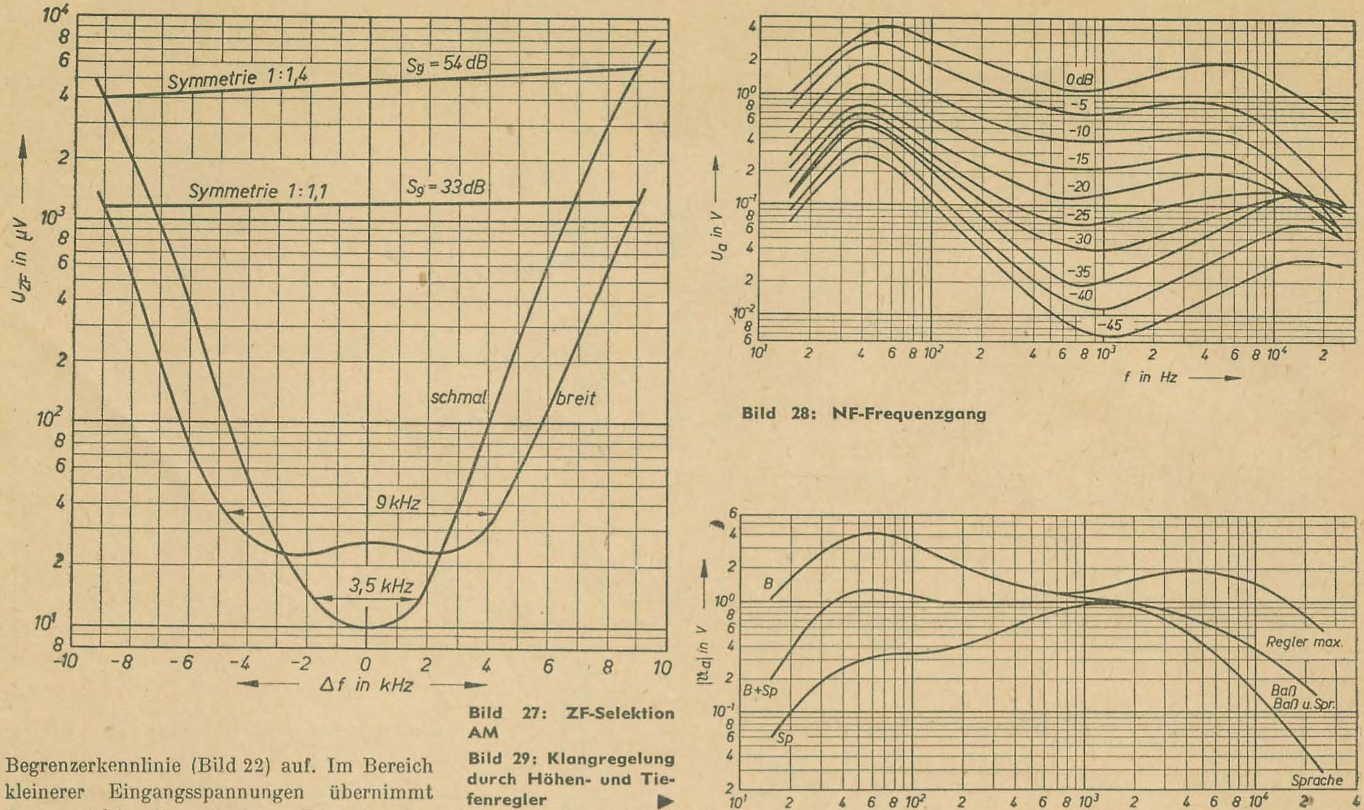


Bild 27: ZF-Selektion AM

Bild 28: NF-Frequenzgang

Bild 29: Klangregelung durch Höhen- und Tiefenregler ▶

Begrenzerkennlinie (Bild 22) auf. Im Bereich kleinerer Eingangsspannungen übernimmt der sorgfältig dimensionierte Ratiodetektor wirksam die Amplitudenunterdrückung.

Bild 23 zeigt die für den dynamischen Fall wirksamen Kennlinien für die AM-Unterdrückung. Auf der Abszisse ist die Eingangsspannung des Begrenzers und auf der Ordinate

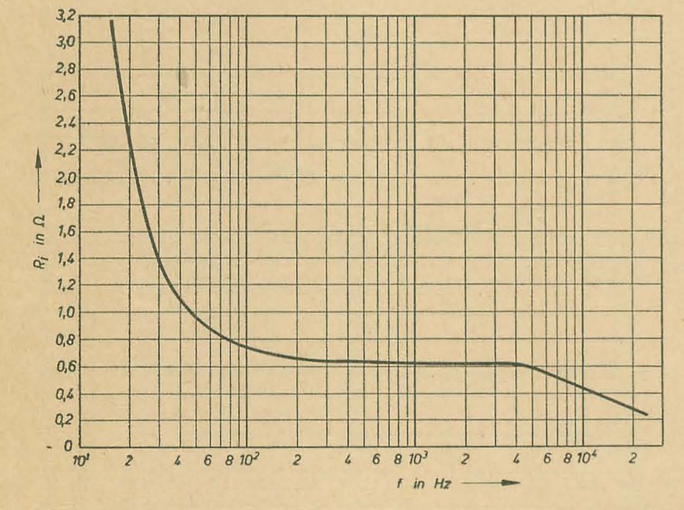


Bild 30: Innenwiderstand

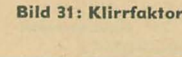
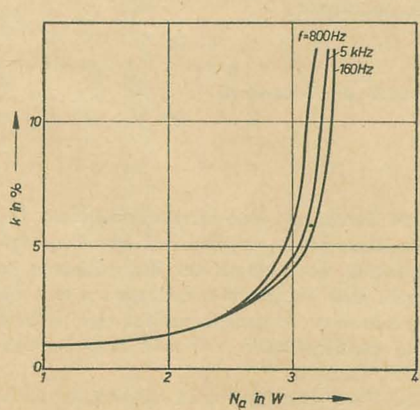
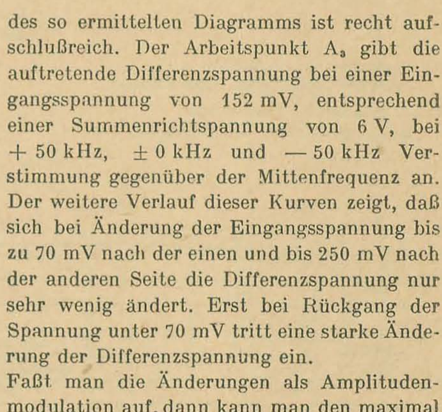


Bild 31: Klirrfaktor



die über den Brückenzweig des Demodulators auftretende Spannung (Differenzspannung) aufgetragen. Die Abbildung enthält drei Kurvenscharen mit den Parametern Summenrichtspannung und Verstimmung zur Bandmittenfrequenz.

Zum Messen ist zunächst der Widerstand R_{29} aufzuteilen und von der so geschaffenen Mitte ein hochohmiges Galvanometer zum NF-Ausgang des Demodulators zu schalten. Die Aufnahme dieser Kennlinie müßte zeitlich so rasch erfolgen, daß sich der Ladungszustand des Elektrolytkondensators C_{52} nicht verändert. Durch Zuschalten einer Batterie (Sammler) läßt sich die Zeitkonstante des Gliedes R_{29}/C_{52} so weit vergrößern, daß eine punktweise Messung zulässig ist. Die Aussage des so ermittelten Diagramms ist recht aufschlußreich. Der Arbeitspunkt A_3 gibt die auftretende Differenzspannung bei einer Eingangsspannung von 152 mV, entsprechend einer Summenrichtspannung von 6 V, bei + 50 kHz, ± 0 kHz und — 50 kHz Verstimmung gegenüber der Mittenfrequenz an. Der weitere Verlauf dieser Kurven zeigt, daß sich bei Änderung der Eingangsspannung bis zu 70 mV nach der einen und bis 250 mV nach der anderen Seite die Differenzspannung nur sehr wenig ändert. Erst bei Rückgang der Spannung unter 70 mV tritt eine starke Änderung der Differenzspannung ein.



Faßt man die Änderungen als Amplitudenmodulation auf, dann kann man den maximal zu verarbeitenden Modulationsgrad leicht ablesen. Für den beschriebenen Verlauf ergibt sich ein Wert von 50%.

In gleicher Weise läßt sich die Wirksamkeit der AM-Unterdrückung bei den Kurvenscharen für 3,6 V und 1,2 V Richtspannung erkennen.

Die Tatsache, daß die Amplitudenunterdrückung nicht nur im Bereich der Mittenfrequenz, sondern auch bei + 50 kHz und — 50 kHz sehr wirksam ist, führt allerdings dazu, daß bei der üblichen Praxis der Messung des Signal/Rauschverhältnisses leicht Fehler auftreten können, da das Rauschminimum nicht mehr in einen schmalen Bereich fällt, sondern über eine relativ große Breite gleichmäßig niedrig ist bzw. nur sehr leicht schwankt. Die Einstellung nach Tonmaximum ist deshalb vorzuziehen.

Die Schaltung des Demodulators weist bis auf die kapazitive Aufteilung des Sekundärkreises keine Besonderheiten auf. Die Notwendigkeit der Bifilarwicklung entfällt, und es wird eine gegenüber der Bifilarwicklung höhere Kreisgüte erreicht, die sich günstig

Tantalkondensatoren

Dr. GÜNTHER HAHN

Mitteilung aus dem VEB Kondensatorenwerk Freiberg

Elektrolytkondensatoren werden überall dort eingesetzt, wo große Kapazitätswerte in elektrischen Stromkreisen benötigt werden. Die Anoden aller Elektrolytkondensatoren besitzen eine Oxydschicht als Dielektrikum. Die Kapazität (C) eines Elektrolytkondensators wird durch die wirksame Oberfläche der Anode (F) durch die Dicke der Oxydschicht (d) und ihrer Dielektrizitätskonstanten ($\varepsilon_0\ \varepsilon_r$) bestimmt. Der Zusammenhang dieser Größen wird von der Gleichung (1) wieder gegeben:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot F}{d} \qquad (1)$$

Eine Flächenvergrößerung der Anode ist proportional dem Kapazitätsanstieg. Dabei ist es möglich, der Anode, unter Beibehaltung der geometrischen Form, durch Aufrauhverfahren eine höhere effektive Fläche zu verleihen. Bei den Elektrolytkondensatoren wird daher zwischen rauhen und glatten Anoden unterschieden. Je höher der Aufrauhgrad getrieben wird, umso kleiner können die Kondensatoren in ihren geometrischen Abmessungen werden. Diese Form der Kapazitätserhöhung kann nur bis zu einem gewissen Grade gesteigert werden, da eine weitere Miniaturisierung auf Grund dieses Faktors zu ungünstigen elektrischen Werten führt. Die Verringerung der Dicke der Dielektrikumsschicht ist bei der Vorgabe eines bestimmten Ventilmetalls nicht möglich, da die Dicke des Ventiloxyds von der Formierspannung und der gewünschten Spannungsfestigkeit abhängig ist. Die gebräuchlichsten Ventilmetalle sind Aluminium und Tantal. Ebenfalls kann das ε_r eines Ventiloxyds nicht, bzw. nur ganz unwesentlich verändert werden. Eine günstige Veränderung der Größen d und ε_r ist daher nur durch Wahl eines anderen Ventilmetalls möglich. Die klassischen Elektrolytkondensatoren haben Aluminium als Ventilmetall. Wesentlich günstigere Eigenschaften in den dielektrischen Werten besitzt die Oxydschicht des Tantals [1]. Obwohl die Ventilwirkung des Tantals seit etwa drei Jahrzehnten bekannt ist, hat man sich in der Kondensatorentechnik mit diesem Werkstoff erst in neuerer Zeit beschäftigt, da die Aluminium-Elektrolytkondensatoren nicht mehr allen Anforderungen der modernen Anwendungstechnik entsprechen. Ferner waren metallkundliche Probleme beim Tantal bisher noch offen, so daß es gewisse Schwierigkeiten bereitete, dieses teure Metall in der Elektrotechnik für den Kondensatorenbau einzusetzen.

In den letzten Jahren sind verschiedene Typen von Tantalkondensatoren bekannt geworden. Sie besitzen zwar einen höheren Preis als die Aluminiumkondensatoren, haben jedoch gegenüber diesen folgende Vorzüge:

1. Höhere Betriebssicherheit als die Aluminiumkondensatoren,
2. günstigere Temperatur- und Frequenzabhängigkeit der Kapazität,
3. kleinere Abmessungen,
4. geringere Restströme,
5. niedrigere dielektrische Verluste,
6. Erweiterung des Temperaturanwendungsbereichs und
7. längere Lebensdauer.

Der Entwicklungsweg der Tantalkondensatoren ist noch nicht abgeschlossen. Es heben sich jedoch einige Haupttypen hervor, von denen drei charakteristische Gruppen nach der Art des verwendeten Elektrolyten unterschieden werden können:

Tantalkondensatoren mit flüssigen Elektrolyten,
Tantalkondensatoren mit festen Elektrolyten und
Tantalkondensatoren ohne Elektrolyt, die sog. „Gedruckten Tantalkondensatoren" [2].

Tantalkondensatoren mit flüssigen und festen Elektrolyten werden bereits in großer Stückzahl gefertigt. Über die gedruckten Tantalkondensatoren läßt sich auf Grund des vorhandenen Standes noch nichts endgültiges aussagen. In Anlehnung an die genannte Arbeit unterscheiden sich diese Kondensatoren von den Elektrolytkondensatoren darin, daß kein Elektrolyt und kein Halbleiter in ihrem Katodenaufbau eingeschlossen sind. Diese Kondensatoren können streng genommen nach der klassischen Definition nicht als Elektrolytkondensatoren bezeichnet werden. Die metallische Kontaktierung in dieser Art wurde bisher als unpraktisch bzw. als nicht lösbar betrachtet. Es ist möglich, daß die Brauchbarkeit dieser Methode auf die Vollkommenheit der aufgespritzten Tantalfilme zurückgeführt werden kann.

Die beschriebenen Versuchsmuster sind in einem Temperaturbereich von —196 °C bis 250 °C einsatzfähig.

Tantalkondensatoren mit flüssigen Elektrolyten

Diese Kondensatoren sind ähnlich wie Aluminium-Elektrolytkondensatoren aufgebaut. Das Dielektrikum auf der Tantalanode wird durch anodische Oxydation erzeugt. Dieser Vorgang wird als Formierung bezeichnet. Das dabei entstehende Tantalpentoxyd Ta_2O_5 hat einen höheren ε_r-Wert als das Aluminiumoxyd Al_2O_3. Auch ist die Spannungsfestigkeit der Tantaloxydschichten größer als die der Aluminiumoxydschichten. Ihre Dicke ist etwa um 25% dünner als bei der gleichen Spannung auf dem Element Aluminium. Der kleinere d-Wert und der größere ε_r-Wert bewirken in Gleichung (1) eine Kapazitätsvergrößerung gegenüber dem Aluminiumkondensator.

Der als Gegenelektrode verwendete flüssige Elektrolyt kann wegen des edleren Charakters des Tantals aggressiver und leitfähiger sein als in Aluminiumkondensatoren sein, bei denen alkoholhaltige, insbesondere glykolhaltige Ionogene verwendet werden. Diese müssen die Aufrechterhaltung der Oxydschicht gewährleisten, ohne daß dabei ein Angriff der Schicht bzw. des Aluminiums erfolgt. Die Temperaturgrenzen der Aluminiumkondensatoren werden daher vom verwendeten Elektrolyten bestimmt. Die leitfähigeren Elektrolyte der Tantalkondensatoren z. B. Schwefelsäure oder Lithiumchlorid besitzen auch bei tiefen Temperaturen noch eine relativ hohe Leitfähigkeit, so daß ihr Anwendungsgebiet vorwiegend auf tiefere Temperaturen erweitert werden kann.

Die Tantalkondensatoren mit dem aggressiven flüssigen Ionogen sind meist in Silbergehäusen eingebaut. Ein besonderes Augenmerk muß der Kondensatorenhersteller auf die erforderliche Dichtigkeit der Kondensatoren legen.

Nach der Anodenform können beim Tantalkondensator mit flüssigem Elektrolyten drei Typen unterschieden werden:

Tantalkondensatoren mit Wendelausführung

Die Anode besteht aus einem Tantaldraht, der in Form einer Schraubenlinie gewickelt ist. Der Ausgangsdraht dieser Wendel kann eine glatte oder eine rauhe Oberfläche besitzen. Die Aufrauhung erfolgt — wie beim Aluminium — zum Zwecke der Oberflächenvergrößerung und der damit verbundenen Kapa-

---

(Fortsetzung von Seite 730)

auf die Wirksamkeit der AM-Unterdrückung auswirkt.

2.2.3 NF-Einheit

Die Niederfrequenz gelangt über die gehörrichtige Lautstärkeregelung an die erste Verstärkerstufe. Das zwischen erster und zweiter NF-Verstärkerstufe liegende Klangregister gestattet die Wahl der fest eingestellten Klangbilder „Baß", „Sprache" und „Orchester".

Beim Betätigen der Klangregistertaste „Regler" ist das Klangbild in weiten Grenzen durch die getrennten Höhen- und Tiefenregler veränderbar.

Durch eine phasenreine Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zur Katode der 2. Vorröhre wird der Innenwiderstand des Verstärkers sehr stark herabgesetzt. Er beträgt etwa 1 Ω. Durch diesen gegenüber der Lautsprecherimpedanz sehr niedrigen Wert werden die unerwünschten Einschwingverzerrungen wirksam herabgesetzt und damit ein klares und durchsichtiges Klangbild erreicht. Die Endstufe arbeitet auf eine eingebaute Lautsprecherkombination (6-W-Breitbandlautsprecher und zwei Stück 1,5-W-Hochtonlautsprecher) und liefert eine Ausgangsleistung von $N_a \geqq 2{,}5$ W bei $k = 5\%$.

zitätserhöhung. Wie beim Aluminiumkondensator mit rauher Anode treten gegenüber den glatten Anoden störende Nebeneffekte auf die sich in höheren Verlustfaktoren und in einem ungünstigeren elektrischen Verhalten bei tiefen Temperaturen äußern. Der Verlustwinkel der geätzten Wendel kann um den Faktor 3 gegenüber den glatten Wendeln ungünstiger liegen.

Tantalkondensatoren mit Folienausführung

Diese Kondensatoren entsprechen in ihrem Aufbau den Aluminiumkondensatoren. Der aus Tantalfolien mit glatter Oberfläche und mit Zwischenlagen aus saugfähigem Papier hergestellte Wickel ist ebenfalls in ein Silberrohr eingebaut. Diese Kondensatoren können bis 100 Hz einer überlagerten Wechselspannung von 50% der Kondensatorengleichspannung ausgesetzt werden. Die Summe aus Gleichspannung und dem Scheitelwert der überlagerten Wechselspannung darf nicht größer sein als die Nennspannung, außerdem darf dabei keine Umpolung des Kondensators erfolgen. Der Betriebstemperaturbereich dieser Kondensatoren wird von den einzelnen Herstellern verschieden angegeben. Allgemein ist die Anwendung von — 60 °C ··· + 65 °C möglich.

Tantalkondensatoren mit Sinterkörper

Die Anode dieses Kondensatorentyps besteht aus einem aus Tantalpulver im pulvermetallurgischem Verfahren hergestellten porösen Sinterkörper. Im Gegensatz zu den pulvermetallurgischen Bestrebungen wird das Herstellungsverfahren so abgestimmt, daß ein möglichst poröser Körper entsteht. Das Tantalpulver wird in eine zylindrische Form gegeben und mit einem Tantalanschlußdraht verpreßt. Die Haftfestigkeit der einzelnen Tantalpartikel ist nach der Pressung noch unvollkommen, so daß sich hieran ein weiterer Sinterungsvorgang anschließt, der eine Verfrittung der einzelnen Tantalteilchen bewirkt. Dabei bleibt die poröse Struktur des Sinterkörpers erhalten. Die Sinterung wird bei 1700 ··· 2000 °C im Hochvakuum bei etwa 10^{-5} Torr durchgeführt. Mit steigender Sintertemperatur sinkt infolge Verdichtung des Körpers der Kapazitätswert der Elektrode. Die untere Temperaturgrenze wird durch den Verunreinigungsgrad festgelegt. Neben der Frittung bzw. Sinterung der einzelnen Tantalpartikel verdampft bei der Sinterungstemperatur ein Teil der unedleren metallischen und nichtmetallischen Verunreinigungen des Ausgangsmaterials. Da es sich hierbei nicht um Ventilmetalle handelt, die bei der anodischen Oxydation mit einer Isolationsschicht überzogen werden, wird durch die Entfernung der störenden Elemente eine Verbesserung des Isolationswiderstandes und somit des Reststromwertes der Anode erreicht.
Die schwammartige Struktur und die große Zahl von Makro- und Mikroporen verleiht dem Sinterkörper eine große innere Oberfläche. Aus der Kapazität errechnet sich ein Oberflächenwert von 200 ··· 300 cm²/g [3]. Die innere Oberfläche überzieht sich während der anodischen Oxydation ebenfalls mit der Ventilschicht Ta_2O_5 und wird im Kondensator als kapazitätsbildende Komponente genutzt. Es muß dabei ein hochleitfähiger Elektrolyt verwendet werden, der in die feinsten Poren einzudringen vermag.

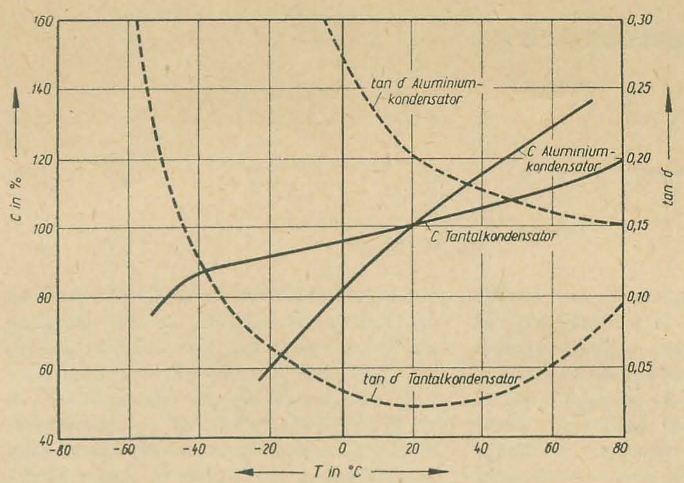


Bild 1: Die Abhängigkeit der Kapazität und des Verlustfaktors von Aluminium- und Tantalkondensatoren von der Temperatur (nach [3])

Die Tantalkondensatoren mit Sinterkörper und flüssigen Elektrolyten besitzen neben der Kleinheit gegenüber den Aluminiumkondensatoren wesentliche Vorteile bei tieferen Temperaturwerten. Bild 1 zeigt die Temperaturabhängigkeit der Kapazität und des Verlustfaktors von Aluminium- und Tantalkondensatoren mit Sinterkörper und flüssigen Elektrolyten. Die Kapazitätswerte sind auf + 20 °C bezogen. Ein wesentlicher Kapazitätsabfall und parallel dazu ein Anstieg des Verlustfaktors macht sich bei Tantalkondensatoren erst ab —50 °C bemerkbar.

Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyt

Dieser Kondensatorentyp hat gegenüber den Tantalkondensatoren mit Sinterkörper und flüssigen Elektrolyten einige wesentliche Vorzüge. Der Betriebstemperaturbereich ist erheblich erweitert, so daß der Kondensator zwischen —80 °C und +125 °C einsatzfähig ist. Die Arbeitstemperatur wird zumeist von den Einbaukomponenten und dem Verguß bestimmt. Das Funktionsmuster arbeitet in wesentlich größeren Temperaturbereichen einwandfrei. An den Kondensator können höhere Bedingungen in Bezug auf Höhensicherheit, Schüttel- und Stoßfestigkeit gestellt werden.
Ein weiterer Vorteil ist, daß bei Belastungen, die zur Zerstörung des Kondensators führen, kein flüssiger Elektrolyt austritt, der eine Beschädigung der anderen Bauelemente und Baugruppen hervorruft.
Die praktischen Arbeiten, die zur technischen Anwendung des festen halbleitenden Elektrolyten in Kondensatoren führten, stammen von *Mc. Lean* und *F. Power* [4]. Der beschriebene Tantalsinterkörper kann mit geringen Änderungen der Kornfraktion und der Herstellungsbedingungen auch für den Kondensator mit festem Elektrolyten benutzt werden. Der Elektrolyt und somit die Katode des Kondensators besteht aus einem festen Halbleiter. In der Praxis eignet sich für diesen Zweck besonders das Mangandioxyd MnO_2.
Da das Mangandioxyd nicht in die Poren des Sinterkörpers eingebracht werden kann, muß der Halbleiter im Sinterkörper direkt erzeugt werden. Fertigungstechnisch geschieht dies in der Weise, daß der mit dem Dielektrikum versehene Tantalsinterkörper mit einem Mangansalz getränkt wird, welches dann thermisch in Mangandioxyd MnO_2 überführt wird. Die Abscheidung muß einige Male wiederholt werden, damit neben einer gleichmäßigen Schichtdicke eine möglichst hohe Oberflächenbedeckung erzielt wird.
Zur besseren Kontaktierung wird über dem festen Elektrolyt — dem Minuspol des Systems — eine Graphitschicht aufgetragen, auf die eine lötbare Metallschicht aufgespritzt wird. Danach wird das umhüllte System entweder in ein Gehäuse eingebaut und mit einem Gießharzabschluß bzw. einer

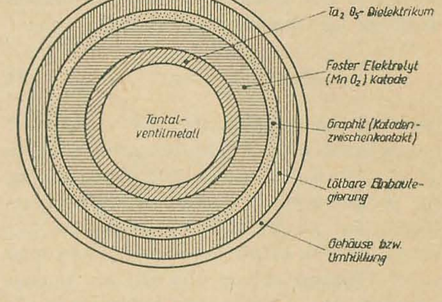


Bild 2: Schematischer Aufbau eines Tantalkondensators mit festem Elektrolyt

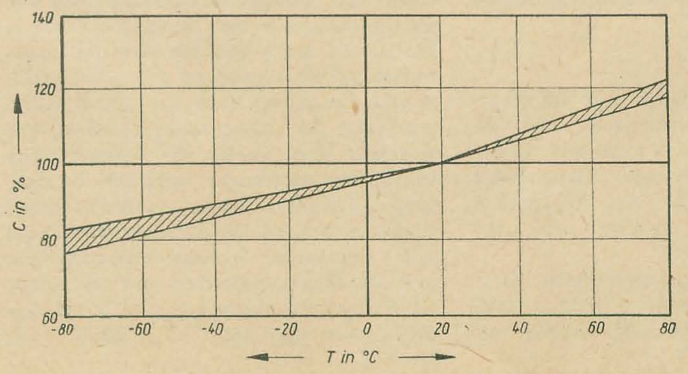


Bild 3: Abhängigkeit der Kapazität von Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyt von der Temperatur (Bereichsabbildung)

Lötperle verschlossen oder mit einem Schutzlack überzogen bzw. mit Kunststoff umpreßt. Die letztgenannte Art des Kondensatorenverschlusses bringt eine gewisse Einschränkung des Anwendungsgebietes mit sich.
Bild 2 zeigt den Aufbau des beschriebenen Kondensatorentyps. Nach dieser Methode lassen sich auch Wendelkondensatoren darstellen, die dann entsprechend der geringeren elektrischen Oberfläche eine kleinere Kapazität besitzen. Die kleinsten Kapazitätswerte der Drahtwendel reichen bis etwa 5 nF.
Die Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten umfassen bisher ausschließlich das Niedervoltgebiet. Infolge des Kapazitäts- und Spannungswertes eignen sich die Kondensatoren besonders als Koppel- und Siebglieder in transistorisierten Schaltungen der Nachrichtentechnik und der Elektronik.
Zu den wertvollen Eigenschaften der Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyten gehört u. a. die geringe Temperaturabhängigkeit der Kapazität. Bei —75 °C besitzen diese Kondensatoren noch etwa 75 ··· 80% der Bezugskapazität von +20 °C. Bei einer Temperaturerhöhung auf +85 °C liegt die Kapazitätszunahme unter 20% bezogen auf den Vergleichswert, gemessen bei 20 °C.
Die geringe Temperaturabhängigkeit hat ihre Ursache in der unbedeutenden Veränderung der Leitfähigkeit des festen Elektrolyten. Dies zeigt sich auch in der geringen Temperaturabhängigkeit des Verlustfaktors.

Der Verlustfaktor $\tan \delta$ liegt bis zur Spannungsreihe 15/18 V bei 20 °C und 50 Hz unter 0,15. Bei Abkühlung auf —75 °C steigt der $\tan\delta$-Wert maximal um den Faktor 3,5 an. Noch etwas günstiger ist das Verhalten der Wendeltyp-Kondensatoren mit festem Elektrolyten.
Bei 20 °C besitzen die Tantalkondensatoren bei Nennspannung einen Reststrom, der kleiner ist als der Wert nach Gleichung (2) nach einer Meßzeit von fünf Minuten.

$$I_R = 0{,}004 \cdot C \cdot U + 5\,\mu A \qquad (2)$$

Nach einer mehrmonatigen spannungslosen Lagerung steigt der Wert nur unwesentlich an. Er kann durch eine Nachformierung wieder auf den Ausgangswert gebracht werden. Der Reststrom zeigt ebenfalls nur eine geringfügige Abhängigkeit von der Temperatur.
Die am Kondensator anliegende Gleichspannung zusätzlich Scheitelwert der überlagerten Wechselspannung dürfen die Nennspannung des Kondensators nicht überschreiten. Allgemein gilt bis 100 Hz, daß die überlagerte Wechselspannung 10% der Nennspannung des Kondensators nicht übersteigen darf. Bei höheren Frequenzen muß eine weitere Reduzierung der Wechselstromkomponente erfolgen.
Bei der Anwendung der Kondensatoren interessiert ebenfalls die Frequenzabhängigkeit der Kapazität und des Verlustfaktors. Bei Tantalkondensatoren mit festem Elektrolyt liegen etwa ab 10^3 Hz günstigere Werte vor als bei Tantalkondensatoren mit flüssigem Elektrolyt. Diese sind wiederum wesentlich günstiger als bei den Aluminiumkondensatoren. Auch der Wendelkondensator mit festem Elektrolyt weist Vorteile gegenüber den Sinterkörperkondensatoren auf.
Die Schaltfestigkeit der Tantalkondensatoren ist infolge des nicht formierbaren Stromzuführungsmaterials (z. B. Silber) sehr hoch. Nach 10^6 Schaltungen liegt der durchschnittliche Kapazitätsabfall unter 5%. Ebenfalls ist der Unterschied zwischen Gleich- und Wechselstromkapazität minimal.
Die Lebensdaueruntersuchungen der beschriebenen Kondensatoren fielen günstig aus. Sie haben eine höhere durchschnittliche Lebensdauer als Aluminiumkondensatoren. Genauere Werte lassen sich auf Grund der noch nicht abgeschlossenen Versuche nicht angeben.

Literatur

[1] A. Güntherschulze und F. Keller: Physik 75 (1932) S. 78 ··· 83

[2] R. W. Berry und D. J. Sloan: Proc. IRE 6 (1959) S. 1070 ··· 1075

[3] W. Mosebach: Elektronische Rundschau 9 (1960) S. 371 ··· 373

[4] D. A. Mc. Lean und F. S. Power: Proc. IRE 7 (1956) S. 872 ··· 878

A. TEWES

DER MESA-TRANSISTOR

Das Diffusionsverfahren

Beim Germanium-Mesa-Transistor dient als Ausgangsmaterial ein aus einer Schmelze gezogener p-leitender Germanium-Einkristall mit sehr kleinem spezifischen Widerstand (etwa 1 Ω). Der Einkristall wird zersägt und die einzelnen Scheiben poliert. Nach einer sorgfältigen Oberflächenbehandlung werden die Scheiben im Dampf eines Donators, der hier Antimon oder Arsen ist, erhitzt. Durch diese bei einer Temperatur von 600 ··· 700 °C vor sich gehende Behandlung, werden eindiffundierte n-leitende Schichten von 1 bis 2 µm Dicke gebildet. Dieser Vorgang ist ziemlich langwierig, je nach Temperatur und Dampfdruck dauert er 20 ··· 80 Minuten. Durch geeignete Masken werden im Hochvakuum auf jeder Scheibe Emitter- und Basiskontakte aufgedampft und einlegiert. Bei diesem Arbeitsvorgang entstehen für einige Hundert Transistoren auf einmal die zugehörigen Emitter- und Basisanschlüsse. Man geht dabei so vor, daß auf jede Scheibe zwei eng benachbarte parallel verlaufende Streifen, einer aus Gold und einer aus Aluminium, aufgedampft werden. Der Goldstreifen stellt einen sperrschichtfreien Kontakt zur Basis her, unter dem Aluminiumstreifen entsteht eine dünne p-leitende Zone (Aluminium ist ein dreiwertiges Element). Bei den Siemens-Mesa-Transistoren haben die Streifen eine Größe von 30 × 75 µm. Das ganze Transistorsystem hat bei quadratischer Fläche eine Seitenlänge von etwa 0,1 mm. Damit die schädlichen Kapazitäten verkleinert werden, wird

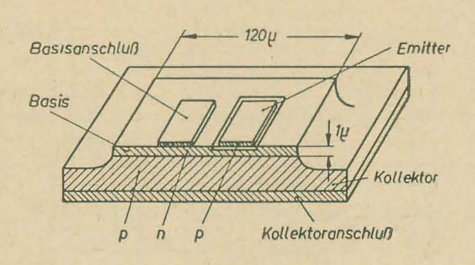


Bild 1: Aufbau des Mesa-Transistors

das überflüssige Germanium rund um das System weggeätzt. Von dem beim Ätzen entstehenden Berg (Bild 1) hat der Transistor seinen Namen erhalten (das spanische Wort „Mesa" heißt Tisch oder Tafelberg).
Wie bereits erwähnt, werden bei einem Aufdampfvorgang gleichzeitig mehrere Hundert Mesa-Systeme hergestellt. Nach dem Einlegieren des Emitters erhalten die fertigen Systeme noch eine Abdeckschicht. Die Scheibe wird dann zerteilt und die einzelnen Systeme auf eine Grundplatte auflegiert. Die Kontakte an den Basis- und Emitterstreifen sind sehr dünne Golddrähte, die durch Thermokompression an den Streifen befestigt werden.

Eigenschaften der Diffusionstransistoren

Die Einführung des Diffusionsverfahrens bedeutete einen wesentlichen Fortschritt bei der Transistorherstellung. Während bei den älteren Legierungstransistoren die Basis in ihrer gesamten Länge gleichmäßig dotiert ist, nimmt der Dotierungsgrad der Basisschicht

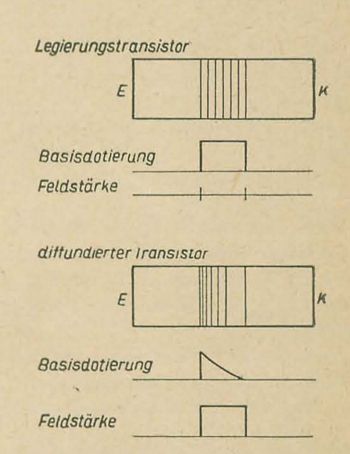


Bild 2: Basisdotierung bei einem legierten Transistor und bei einem diffundierten Transistor

beim Diffusionstransistor von der Emittersperrschicht gegen die Kollektorsperrschicht etwa exponentiell ab, wie die vergleichenden Bilder 2 zeigen. Das bedeutet also, daß an den Emitter eine Basiszone mit hoher und an den Kollektor eine Basiszone mit geringer Dotierung grenzt.

Die mit einem Transistor erzielbare Verstärkung bei hohen Frequenzen ist von drei Faktoren abhängig:

1. von der Laufzeit der Minoritätsträger vom Emitter zum Kollektor, die mit t_{EC} bezeichnet wird,
2. von den Kapazitäten von Kollektor und Emitter (C_C bzw. C_E) und
3. von den ohmschen Bahnwiderständen im Transistor, besonders vom Basis-Ausbreitungswiderstand $r_{BB'}$.

Nach der bereits von Shockley aufgestellten Theorie bestimmt man die Laufzeit in der Basis angenähert aus der Beziehung

$$t_{EC} \approx \frac{w^2}{2 \cdot D_m}, \qquad (1)$$

wobei w die Basisdicke und D_m die Diffusionskonstante der Minoritätsträger in der Basis bedeutet. Gleichung (1) läßt erkennen, daß zur Verringerung der Laufzeit die Basisdicke möglichst klein gemacht werden muß. Beim Legierungstransistor lassen sich bestenfalls noch Basisdicken von 5 ··· 10 μm erreichen. Erst die Diffusionstechnik brachte mit der Herstellung sehr dünner Basisschichten den erwünschten Fortschritt. Man darf ja nicht vergessen, daß es mit der Erzeugung dünner Basisschichten allein nicht getan ist. Die Verkleinerung von w hat ein Ansteigen des Basis-Ausbreitungswiderstandes $r_{BB'}$ zur Folge, was sich wieder nachteilig auf die HF-Eigenschaften des Transistors auswirkt. Man erkennt den Einfluß von $r_{BB'}$ auf die Leistungsverstärkung aus der Beziehung

$$v_{N\,opt} \approx \frac{f_\alpha}{8\,\pi \cdot f^2 \cdot C_C \cdot r_{BB'}}, \qquad (2)$$

wobei f_α die Grenzfrequenz der Stromverstärkung in Basisschaltung bei $\alpha = 0{,}7 \cdot \alpha_0$ bedeutet, f ist die Meßfrequenz. Die Erhöhung von $r_{BB'}$ (und ebenso von C_C) mit dünnerer Basisschicht beeinflußt somit die maximal erreichbare Leistungsverstärkung in ungünstiger Weise. Man könnte zwar daran denken, die Basis höher zu dotieren und damit $r_{BB'}$ auch bei dünner Basis klein zu halten; jedoch steigt mit dieser Maßnahme die Kollektorkapazität C_C stark an, und diese Tatsache führt nach Gleichung (2) ebenfalls zu einer Verkleinerung von $v_{N\,opt}$ (etwa in dem Maße, wie durch Verkleinerung von $r_{BB'}$ der Wert von $v_{N\,opt}$ erhöht würde).

In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß für minimales Eigenrauschen des Transistors die gleichen Forderungen, wie die oben angeführten für gute HF-Eigenschaften, maßgebend sind.

Eine Vorstellung von der Größe des Rauschfaktors F (in kT_0) in Abhängigkeit der Frequenz bei den Siemens-Mesa-Transistoren AFY 10 und AFY 11 vermittelt Bild 3: Man erkennt, daß im Bereich zwischen 15 und 100 MHz der Rauschfaktor F etwa 3 kT_0 beträgt.

Nun stellen die Anwender von Transistoren nicht nur die Forderung nach einer hohen Grenzfrequenz, sondern auch nach hoher Leistung. Bild 4 gibt einen guten Überblick

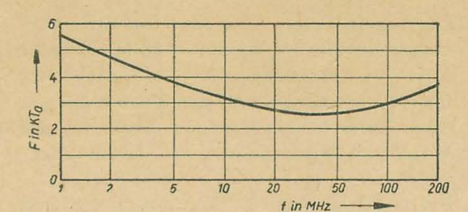


Bild 3: Rauschfaktor der Mesa-Transistoren AFY 10 und AFY 11 als Funktion der Frequenz

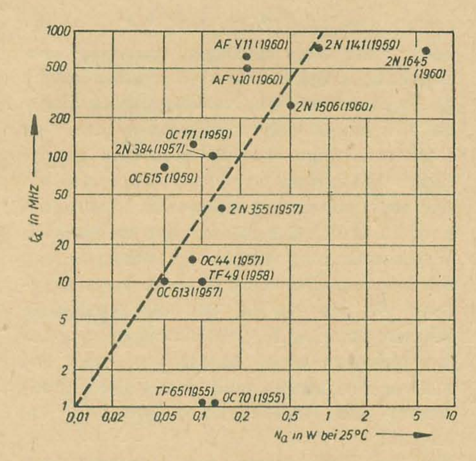


Bild 4: Entwicklungstendenz bei der Transistorfertigung

über die Entwicklungstendenz der Transistorfertigung in den letzten Jahren. Es ist erkennbar, daß das Entwicklungsziel die „Diagonale" in dem Quadrat mit den Seiten Grenzfrequenz und Leistung ist. Die in den Klammern neben den Typen gesetzten Jahreszahlen geben das Erscheinungsdatum des betreffenden Transistors an.

Nun wieder zurück zum Diffusionstransistor! Im Gegensatz zum Legierungsverfahren lassen sich durch Diffusion Basisdicken bis herab zu 0,5 μm gut reproduzierbar herstellen. Dieser Wert liegt also um den Faktor 10 bis 20 unter dem beim Legierungstransistor erreichbaren. Diese durch Diffusion von Störstellen hergestellten dünnen Basisschichten weisen außerdem noch einige andere für HF-Transistoren günstige Eigenschaften auf. Durch die über die Basis nicht gleichmäßig verteilte Dotierung (vergleiche Bild 2) kann man nun leicht den Basis-Ausbreitungswiderstand $r_{BB'}$ und die Kollektorkapazität C_C klein halten und trotzdem am Kollektor hohe Sperrspannungen erzielen. Der Dotierungsgradient in der Basis erzeugt ein zusätzliches Driftfeld, wie auch Bild 2 unten erkennen läßt. Dadurch wird die Laufzeit t_{EC} um den Faktor 2 ··· 8 verkürzt.

Nun bringt die geringe Basisdicke w aber auch einen Nachteil mit sich: Bei sehr kleinen Laufzeiten kann sich nämlich die Umladungszeit der Emittersperrschichtkapazität C_E bemerkbar machen.

Anstelle der Shockleyschen Gleichung (1) ist die exaktere Form

$$t_{EC} = \frac{w^2}{2 \cdot D_m} + \frac{k\,T}{q \cdot I_E} \cdot C_E \qquad (1a)$$

heranzuziehen. In dieser Gleichung bedeuten q die Elementarladung, k die Boltzmannsche Konstante und T die absolute Temperatur in °K. Der zweite Summand in Gleichung (1a) berücksichtigt die kapazitive Überbrückung der Emittersperrschicht. Wie die Gleichung aber erkennen läßt, wird diese erst bei kleinen Emitterströmen I_E wirksam. Da die Laufzeit t_{EC} reziprok zur erreichbaren Grenzfrequenz ist, bleibt festzustellen, daß mit zunehmendem Kollektorstrom I_C (und damit auch wachsendem Emitterstrom I_E) die Grenzfrequenz heraufgeschoben werden kann.

Zur Realisierung kleiner Kapazitäten C_C und C_E müssen die dafür maßgebenden Flächen sehr klein gehalten werden. Auch müssen die Dotierungen an den Sperrschichten möglichst gering gehalten werden, soweit dies hinsichtlich der Sperrspannungen durchführbar ist. Neben den hohen Arbeitsfrequenzen, die mit Germanium-Mesa-Transistoren erreichbar sind, können trotz der sehr kleinen Systeme verhältnismäßig große HF-Leistungen erzielt werden, da bei der Anordnung des Systems unmittelbar auf der Gehäusegrund-

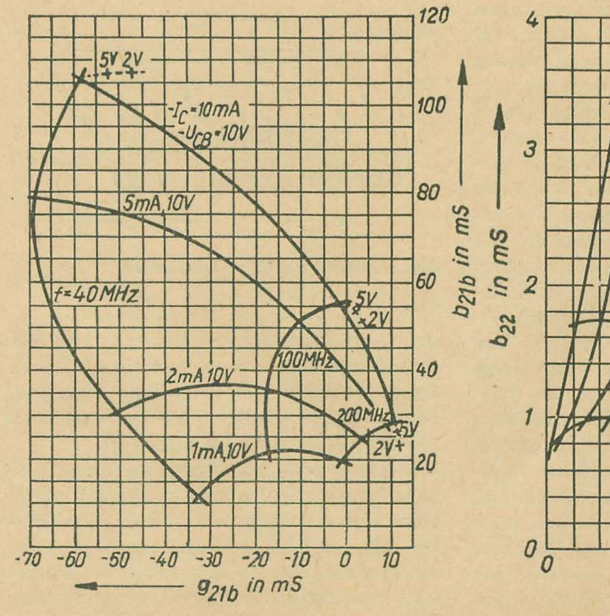


Bild 5: Übertragungsleitwert y_{21b} (Basisschaltung) der Mesa-Transistoren AFY 10 und AFY 11

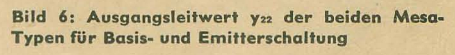


Bild 6: Ausgangsleitwert y_{22} der beiden Mesa-Typen für Basis- und Emitterschaltung

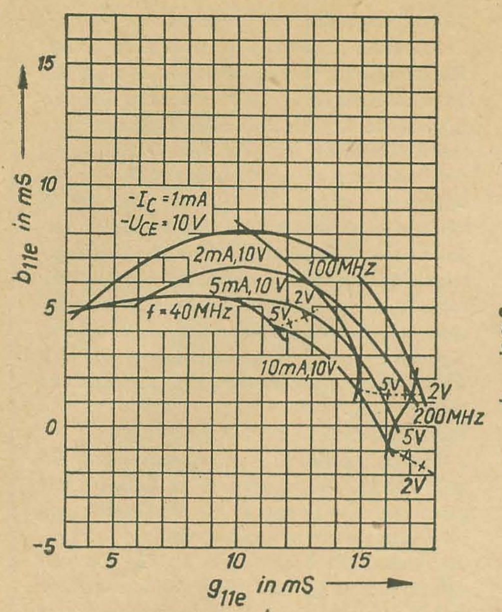


Bild 7: Eingangsleitwert y_{11e} (Emitterschaltung) der Typen AFY 10/11

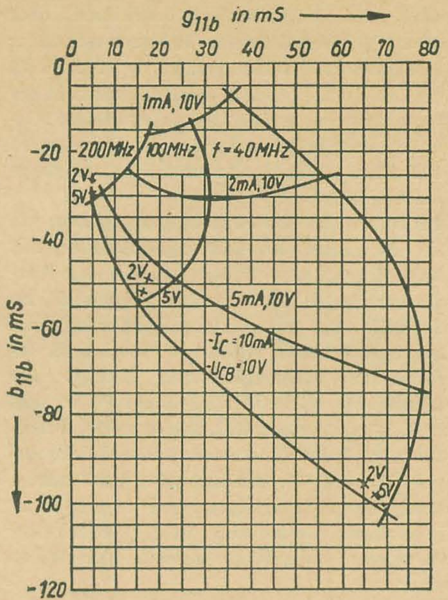


Bild 8: Eingangsleitwert y_{11b} (Basisschaltung) der Typen AFY 10/11

platte eine gute Wärmeabfuhr möglich ist. Das Mesaprinzip eignet sich daher sowohl für höchste Frequenzen als auch für HF-Leistungstransistoren. Hohe Leistungen lassen sich besonders dann auf einfache Weise erreichen, wenn man für die Elektroden Mäanderstrukturen verwendet, weil damit die entstehende Verlustleistung auf eine große Fläche verteilt wird.

Ein wichtiger Punkt, der bei den ersten Konstruktionen diffundierter Transistoren häufig übersehen wurde, ist das Kleinhalten der Kollektorkapazität C_C. Bei den Siemens-Entwicklungen AFY 10 und AFY 11 bleibt C_C dadurch klein, daß die Fläche der „Kollektorinsel" (Mesa) nicht größer als etwa 0,01 mm² gehalten wird und der spezifische Widerstand des Germaniums (Kollektor) sehr hoch gewählt wird. Zum Erreichen kleiner Kollektorkapazitäten könnte der spezifische Widerstand des Grundgermaniums nicht hoch genug sein, doch stören bei hohen Frequenzen einmal der Kollektorbahnwiderstand, was zu einer Begrenzung der Aussteuerbarkeit zu hohen Strömen führt und zum anderen die Schwierigkeit, bei hochohmigem Material den sperrfreien Kontakt am Grundmaterial völlig injektionsfrei zu machen.

Wenn dies nicht vollständig gelingt, werden vom Rückkontakt ebenfalls Minoritätsträger injiziert, die u. U. den Kollektor erreichen können, wodurch dann der Mesa-Transistor zu einem „Vierschichttransistor" geworden wäre.

Wie bei allen Halbleiterbauelementen, müssen auch beim Mesa-Transistor unterschiedliche Typen entwickelt werden, je nachdem, ob der Transistor für Verstärkerschaltungen, als Oszillator oder als schneller Schalter dienen soll. Wie beim legierten Transistor lassen sich optimale HF-Leistungsverstärkung nicht mit besten Schalteigenschaften vereinbaren.

In der folgenden Tabelle sind die wichtigsten Daten der Siemens-Mesa-Transistoren AFY 10 und AFY 11 angegeben. Die Bilder 5, 6, 7 und 8 zeigen einige Diagramme dieser Transistoren.

Außer den beiden genannten Mesa-Transistoren AFY 10 und AFY 11 stellt Siemens noch zwei weitere Typen her: AFY 12 und AF 106. Von diesen ist der Transistor AF 106 für die Verwendung in Vor-, Misch- und Oszillatorstufen für transistorisierte TV-Empfänger (bis 260 MHz) verwendbar. Seine maximale Verlustleistung bei T_j = 75 °C beträgt nur 30 mW.

Die übrigen Typen (AFY-Typen) sind für kommerzielle Verwendungen entwickelt worden.

Ersatzschaltbild des Mesa-Transistors

Bild 9 zeigt das Ersatzschaltbild des Mesa-Transistors, dessen Kenntnis für manche Zwecke der Anwendung (neben der Kenntnis der y-Parameter) von Bedeutung ist. Bei einer Frequenz von 100 MHz und für den Arbeitspunkt $-U_{CE}$ = 10 V und $-I_C$ = 10 mA haben die Größen im Ersatzbild für den Mesa-Transistor AFY 11 folgende Werte:

Emitter-Diffusionswiderstand $r_{EB'}$ 2,5 Ω

Emitter-Diffusions-Sperrschichtkapazität $C_{EB'}$ 140 pF

Kenndaten der Mesa-Transistoren AFY 10 und AFY 11 bei T_{ugb} = 25 °C und für den Arbeitspunkt $-U_{CE}$ = 6 V, $-I_C$ = 2 mA

		AFY 10	AFY 11	
Frequenz für β = 1	$f_{\beta 1}$	250	300	MHz
max. Schwingfrequenz	$f_{oz\,max}$	500	600	MHz
opt. Leistungsverstärkung in Basisschaltung bei 100 MHz	$v_{Nb\,op}$	14	16	dB
opt. Leistungsverstärkung in Emitterschaltung bei 100 MHz	$v_{Ne\,cpt}$	17	19	dB
Rauschfaktor bei 100 MHz und R_G = 60 Ω	F_1	5,8	4,8	dB
Rauschfaktor bei 200 MHz und R_G = 60 Ω	F_2	6,8	6,0	dB
Stromverstärkung bei 1 kHz	β_0	20	20	
Rückwirkungszeitkonstante	$r_{BB'} \cdot C_{C'B'}$	35	25	ps
Kollektorsperrschichtkapazität	C_C	1,4	1,4	pF
Entsprechend gilt für den Arbeitspunkt $-U_{CE}$ = 10 V, $-I_C$ = 10 mA:				
Frequenz für β = 1	$f_{\beta 1}$	330	400	MHz
max. Schwingfrequenz	$f_{osz\,max}$	600	750	MHz
opt. Leistungsverstärkung in Basisschaltung bei 100 MHz	$v_{Nb\,opt}$	16	18	dB
Stromverstärkung bei 1 kHz	β_0	60	60	dB
Rückwirkungszeitkonstante	$r_{BB'} \cdot C_{C'B'}$	28	20	ps
Kollektorsperrschichtkapazität	C_C	1,2	1,2	pF
Sperrstrom für I_E = 0 bei $-U_{CBO}$ = 15 V	$-I_{CBO}$	2,0	2,0	μA
Die Grenzwerte für beide Transistortypen sind:				
Kollektorspannung	$-U_{CEO}$	15		V (max)
	$-U_{CBO}$	30		V (max)
Emitterspannung	$-U_{EBO}$	1		V (max)
Kollektorstrom	$-I_C$	70		mA (max)
Kristalltemperatur	T_j	90		°C (max)
Verlustleistung bei T_{ugb} = 45 °C	N_v	180		mW
Verlustleistung bei einer Gehäusetemperatur T_G = 45 °C	$N_{v'}$	500		mW
Wärmewiderstand im Mittel	K	0,1		°C/mW

Basis-Ausbreitungswiderstand	$r_{BB'}$	45 Ω
Kollektor-Sperrschichtkapazität	$C_{C'B'}$	0,4 pF
und	$C_{C'B}$	0,8 pF
Kollektor-Bahnwiderstand	$r_{CC'}$	40 Ω
Gehäusekapazitäten	C_{CE}	0,6 pF
und	C_{CB}	0,6 pF
Stromgenerator	$\|\alpha'\|$	$0{,}98 \cdot \alpha_0$
	$\varphi_{a'}$	—15

Die im Bild 9 eingetragene Größe für den Stromgenerator $|\alpha'| \cdot I_E$ ist in hohem Maße

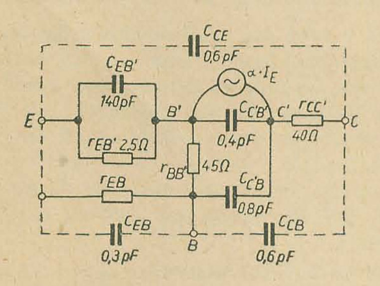


Bild 9: HF-Ersatzschaltung des Mesa-Transistors

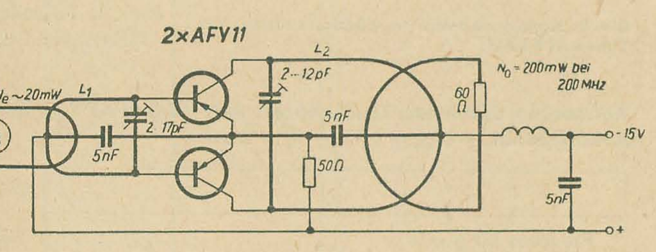


Bild 10: Schaltung eines Leistungsverstärkers für 220 mW bei f = 200 MHz mit zwei Mesa-Transistoren AFY 11 in Gegentakt

frequenzabhängig. Man kann für $|\alpha|$ angenähert ansetzen

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + jf/f_\alpha} \cdot \exp\left\{-j(f/f_\alpha)\left[1 - \frac{f_\alpha}{f_\beta}(1-\alpha_0)\right]\right\} \quad (3)$$

Man begeht bei praktischen Rechnungen keinen großen Fehler, wenn man den in Gleichung (3) vorkommenden Ausdruck

$$1 - \frac{f_\alpha}{f_\beta}(1 - \alpha_0) \approx 0{,}5$$

setzt.

Der Emitter des Mesa-Transistors wird im Ersatzschema Bild 9 durch den Diffusionswiderstand $r_{EB'}$ und die parallel dazu liegende Emitterkapazität $C_{EB'}$ dargestellt, wobei $C_{EB'}$ sowohl die Diffusions- als auch die Sperrschichtkapazität erfaßt. Auf den Basiswiderstand $r_{BB'}$ folgt als kennzeichnendes Merkmal für den Mesa-Transistor die aufgeteilte Kollektorkapazität $C_{C'B'}$ und $C_{C'B}$. Es sei an dieser Stelle bemerkt, daß der sogenannte rückwirkungsaktive Anteil $C_{C'B'}$ nur bei Basisschaltung in den Parameter

$$h_{12b} = \omega[r_{BB'}(C_{C'B} + C_{C'B'}) + h_{11b} \cdot C_{EC}]$$

merkbar eingeht.

Schaltungen mit Mesa-Transistoren

Die vorhergehenden Abschnitte zeigten, daß Mesa-Transistoren nicht nur für die Erzeugung und Verstärker bis in die Nähe des Gigahertz-Gebietes brauchbar sind, sondern daß sie darüber hinaus auch noch erhebliche Leistungen abzugeben vermögen. Bei den Typen, bei denen der Kollektor der Mesasysteme mit dem Gehäuse elektrisch verbunden ist (AFY 10, AFY 11), kann bei einer Gehäusetemperatur $T_G = 45$ °C eine Verlustleistung von 500 mW zugelassen werden. Beim Typ AFY 12 ist der Kollektor vom Gehäuse isoliert, seine Verlustleistung darf nicht über 30 mW gesteigert werden. Es lassen sich daher insbesondere mit den beiden Typen AFY 10 und AFY 11, die sich in der Hauptsache in der Grenzfrequenz geringfügig unterscheiden, Oszillatoren und Verstärker für hohe Frequenzen aufbauen, die auch eine erhebliche Ausgangsleistung abgeben.

Im Bild 10 ist eine Schaltung angegeben, wie sie für einen HF-Leistungsverstärker mit Mesa-Transistoren typisch ist. Mit dem Verstärker lassen sich noch Frequenzen bis 200 MHz bei einer Ausgangsleistung von maximal 220 mW verstärken. Die hierfür erforderliche Eingangsleistung beträgt nur 20 mW. Die beiden Transistoren AFY 11 sind in Gegentakt geschaltet. Die gewählte Schaltung hat keinen besonders hohen Wirkungsgrad ($\eta = 65\,\%$), arbeitet aber sehr zuverlässig. Die Induktivitäten sind im Bild 10 so gezeichnet, wie sie auch in der praktischen Anordnung ausgeführt werden. Ihre Werte sind:

L_1 — 1 Wdg Cu versilbert; 1,5 mm ∅, Drahtschleife 35 × 20 mm,
L_2 — 1 Wdg Cu versilbert; 2,5 mm ∅, Drahtschleife 40 × 30 mm.

Bei einer Batteriespannung von 15 V entnimmt der Verstärker 23,5 mA. Die Spannung an der Strecke Kollektor-Emitter soll dabei 14 V sein.

Die Schaltung eines Eintakt-Oszillators mit dem Mesa-Transistor AFY 10 für eine Schwingfrequenz von 200 MHz und einer maximal abgebbaren Ausgangsleistung von 75 mW zeigt Bild 11. Der Oszillator kann als Senderstufe verwendet werden. Eine äußere Rückkopplung vom Kollektor auf den Emitter ist nicht erforderlich. Die Rückkopplung erfolgt vielmehr über die innere Kapazität zwischen Kollektor und Emitter. Der Ausgang der Schaltung ist an 60 Ω angepaßt. Um die optimalen Schwingbedingungen einstellen zu können, sind an Emitter und Kollektor veränderbare Kapazitäten (2 ··· 12 pF) vorgesehen. Die Schaltung entnimmt der Batterie etwa 20 mA, dabei soll die Höhe der Batteriespannung so eingestellt werden, daß zwischen Kollektor und Basis eine Spannung von 15 V wirksam ist. Der Wirkungsgrad der Schaltung beträgt 25 %.

Die Daten für den Übertrager Tr sind:
2 Wgd Cu versilbert, 1 mm ∅, mit einem Abgriff bei 0,5 Windungen (vom kalten Ende gerechnet). Die Länge der Wicklung soll 7 mm, ihr Durchmesser 10 mm betragen;
die Drossel Dr besteht aus 8 Wdg Cu versilbert, 1 mm ∅, mit einer Wicklungslänge von 22 mm und einem Wicklungsdurchmesser von 8 mm.

Schließlich ist im Bild 12 noch die Schaltung eines Oszillators für eine Frequenz von 500 MHz angegeben. Hier dient als Schwingkreis ein 7 cm langes Stück 60-Ω-Koaxialkabel. Dieser Oszillator wird aus einer 6-V-Batterie betrieben, der er etwa 2 mA entnimmt.

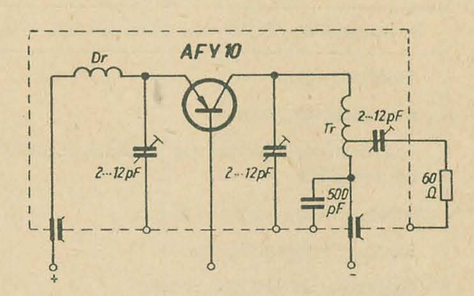


Bild 11: Schaltung eines Oszillators für 75 mW Ausgangsleistung bei 200 MHz mit einem Mesa-Transistor AFY 10

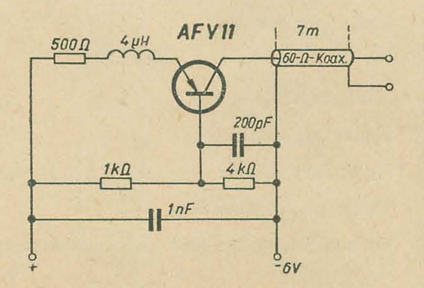


Bild 12: Schaltung eines 500-MHz-Oszillators mit einem Mesa-Transistor AFY 11

Ultraminiaturtransistoren

Dünnschichttransistoren sind so klein, daß bis zu 20000 auf eine Briefmarke passen. Das neue Gerät aus dem David Sarnoff Forschungsinstitut der RCA wird in der Weise hergestellt, daß dünne Schichten von Halbleiterwerkstoffen auf einem Isoliergrund abgeschieden werden. Jedes fertige Gerät hat eine Dicke von nur einigen Zehntausendsteln eines cm. Mit Hilfe solcher Transistoren kann die Grundschaltung einer Rechenanlage auf Buchseitengröße zusammenschrumpfen.

Das in den Halbleitern benutzte Wirk-Material ist Kadmiumsulfid. Bei der Herstellung der Dünnschichttransistoren werden durch einen Verdampfungsprozeß aufeinanderfolgende dünne Kadmiumsulfid- und Metallschichten auf einer Glasplatte abgeschieden. Die Kadmiumsulfidkristalle und das Metall werden in aufeinanderfolgenden Stufen im Vakuum erhitzt, wodurch sie verdampfen und der Dampf durch Kondensation auf einer Glasplatte aufgefangen wird. Mit einer Spezialmaske zum Abdecken von Plattenteilen während des Prozesses werden die Metallschichten in einem Muster abgeschieden, das die für den Betrieb der Transistoren benötigten elektrischen Kontakte bildet. Der Maskenprozeß kann auch zur Herstellung verschiedener Anschlußmuster vieler Transistoren dienen, damit eine gewünschte Schaltung gleichzeitig mit der Transistorfertigung fertiggestellt wird.

Der fertige Transistor hat nicht nur winzige Größe, sondern enthält auch ein wichtiges Betriebsmerkmal, das in kommerziellen Transistoren noch nicht zu finden ist. In herkömmlichen Transistoren mit vergleichbaren Funktionen fließen die Elektronen mehr oder weniger frei durch den Halbleiterwerkstoff zwischen zwei der Kontakte. Das dritte Element dient zur Steuerung, indem es den Fluß der Elektronen in unterschiedlichen Graden vermindert.

Das Arbeitsprinzip der Versuchs-Dünnschichtgeräte ist das genaue Gegenteil. Die Isoliereigenschaften des Kadmiumsulfids behindern den Elektronenfluß zwischen den beiden Elektroden, während das dritte Element der Steuerung dient, indem es den Fluß in unterschiedlichen Graden erhöht.

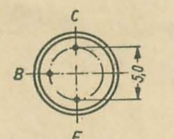
Aus Radio-Electronics, Heft 9 (1961)

In Anlehnung an die Vorinformation in radio und fernsehen 20 (1960) sollen im folgenden die Transistortypen OC 824 ··· OC 829 mit ihren endgültigen Daten veröffentlicht werden.

OC 824 Germanium – pnp – Flächentransistor

Verwendung

Transistor für NF-Stufen kleiner Leistung, für Vor- und Treiberstufen in NF-Verstärkern, für Steuer- und Regelzwecke und für Oszillatoren.





Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorstrom $-I_{CBO} = 15\ \mu A$ ($-U_{CB} = 6$ V, $-I_E = 0$)
$-I_{CEO} = 800\ \mu A$ ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_B = 0$)

Dynamische Meßwerte

Grenzfrequenz in Basisschaltung
bei ($-U_{CB} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA) $f_\alpha \geqq 300$ kHz

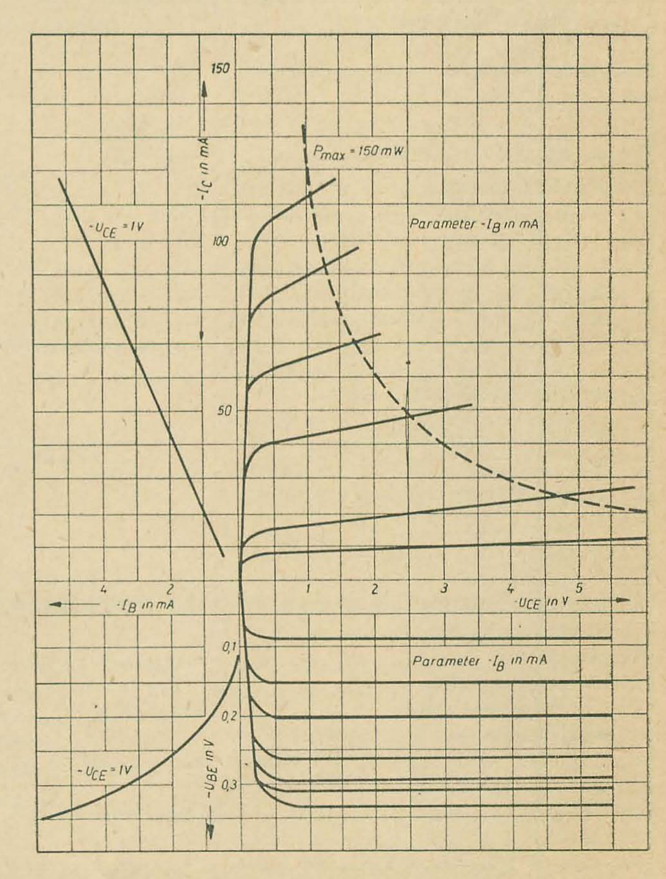
Emitterschaltung

Meßfrequenz 1 kHz
(Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 2$ mA)

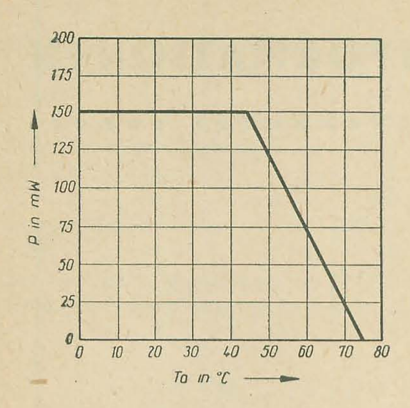
Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	$\leqq 2{,}5\ k\Omega$
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	$\leqq 30 \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	$\geqq 10 \cdots 40$
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	$\leqq 200\ \mu S$
Mittlere Leistungsverstärkung bei ($-U_{CE} = 6$ V, $-I_C = 1$ mA, $R_L = 20\ k\Omega$)	$G_{p\,max}$	$= 32$ dB
Rauschfaktor bei ($-U_{CE} = 1$ V, $-I_C = 1$ mA, f = 1 kHz, $\Delta f = 1$ kHz, $R_g = 500\ \Omega$)	F	$\leqq 25$ dB

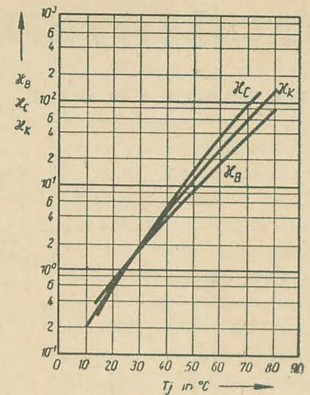
Grenzwerte (bei $T_a = 45$ °C)

Emitterstrom	$I_{E\,max}$	= 150	mA
Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150	mA
Emitterspannung	$-U_{BE\,max}$	= 10	V
Kollektorspannung (bei $R_{BE} = 1\ k\Omega$)	$-U_{CE\,max}$	= 20	V
Verlustleistung	P_{max}	= 150	mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2	$\frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75	°C



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung





Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme

Es ist

$$\varkappa_B = \frac{(I_{CBO})\ Tj}{(I_{CBO})\ Tj = 25\ °C}$$

$$\varkappa_K = \varkappa_C = \frac{(I_{CEO})\ Tj}{(I_{CEO})\ Tj = 25\ °C}$$

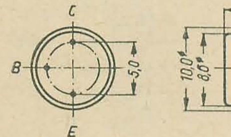
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur (rechts)

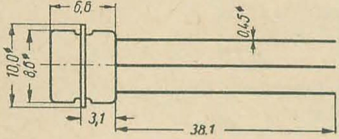
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme (links)

OC 825 Germanium – pnp – Flächentransistor

Verwendung

Transistor für Endstufen mittlerer Leistung, für Vor- und Treiberstufen, für Steuer- und Regelzwecke und für Oszillatoren mittlerer Leistung.





Abmessungen

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur von $T_a = 22\ °C \pm 2\ °C$ angegeben

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom

$-I_{CBO} \leqq 15\ \mu A\ (-U_{CB} = 6\ V,\ I_E = 0)$

$-I_{CEO} \leqq 800\ \mu A\ (-U_{CE} = 6\ V,\ -I_B = 0)$

Kollektorrestspannung

$-U_{CEO} \leqq 0{,}55\ V\ (-I_C = 150\ mA,\ U_{CB} = 0)$

Großsignalverstärkung

$-I_B \leqq 0{,}5\ mA\ (-U_{CE} = 6\ V,\ -I_C = 10\ mA)$

$-U_{BE} \leqq 0{,}25\ V\ (-U_{CE} = 6\ V,\ -I_C = 10\ mA)$

$-I_B \leqq 10\ mA\ (-U_{CE} = 0{,}7\ V,\ -I_C = 150\ mA)$

$-U_{BE} \leqq 0{,}5\ V\ (-U_{CE} = 0{,}7\ V,\ -I_C = 150\ mA)$

Dynamische Meßwerte

Grenzfrequenz in Basisschaltung
$(-U_{CB} = 6\ V, -I_C = 2\ mA)$ f_α $\geqq 300\ kHz$

Emitterschaltung

Meßfrequenz 1 kHz

Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6\ V$, $-I_C = 2\ mA$)

Eingangswiderstand
(Ausgang kurzgeschlossen) h_{11e} $\leqq 2{,}5\ k\Omega$

Spannungsrückwirkung
(Eingang offen) h_{12e} $\leqq 30 \cdot 10^{-4}$

Stromverstärkungsfaktor
(Ausgang kurzgeschlossen) h_{21e} $\geqq 20$

Ausgangsleitwert
(Eingang offen) h_{22e} $\leqq 200\ \mu S$

Mittlere Leistungsverstärkung
bei $(-U_{CE} = 6\ V, -I_C = 1\ mA, R_L = 20\ k\Omega)$ $G_{p\,max} = 40\ dB$

Rauschfaktor
bei $(-U_{CE} = 1\ V, -I_C = 1\ mA, f = 1\ kHz,$
$\Delta f = 1\ kHz, R_g = 500\ \Omega)$ F $\leqq 25\ dB$

Kennzeichnung der Stromverstärkungsgruppen

I $\triangleq h_{21e} = 20 \cdots 32$

II $\triangleq h_{21e} = 32 \cdots 50$

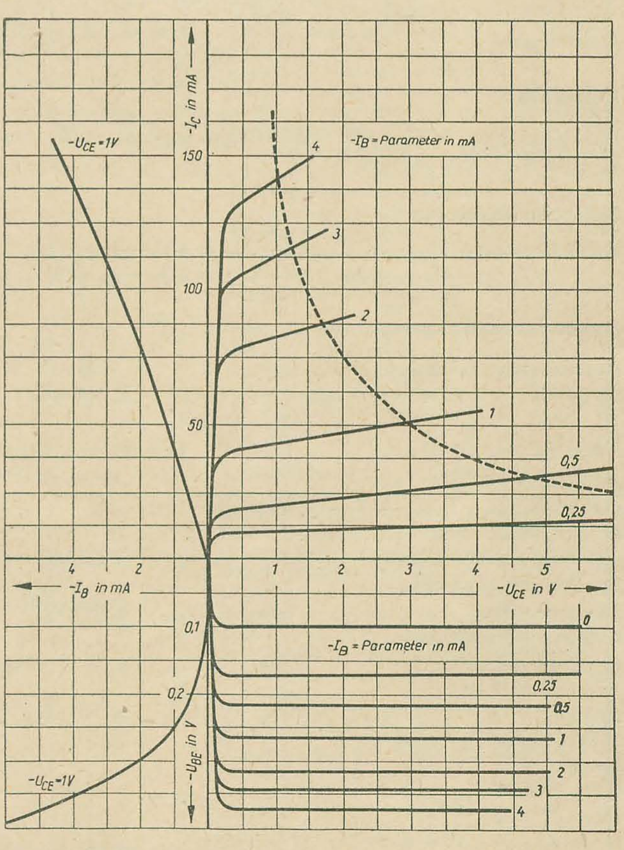
III $\triangleq h_{21e} = 50 \cdots 80$

IIII $\triangleq h_{21e} \geqq 80$

Toleranz: ± 10% des jeweiligen Grenzwertes

Grenzwerte (bei $T_a = 45°C$)

Kollektorstrom	$-I_{C\,max}$	= 150	mA
Kollektorspannung (bei $R_{BE} = 1\ k\Omega$)	$-U_{CE\,max}$	= 20	V
Verlustleistung	P_{max}	= 150	mW
Wärmewiderstand	k_1	= 0,2	$\frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur	$T_{j\,max}$	= 75	°C



Mittleres Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Wird fortgesetzt

Versuche mit einer logarithmisch-periodischen Breitbandantenne

In der internationalen Lieratur sind in letzter Zeit Antennenformen bekanntgeworden, die über weite Frequenzbereiche hinweg konstante Strahlungseigenschaften besitzen. Es sind dies z. B. Spiralantennen, Exponentialhörner oder logarithmisch-periodische Antennen. Bei der letzteren werden einzelne Strahlerelemente bestimmter Länge in wechselweise gegenseitigem Abstand angeordnet, wobei Länge und Abstand dem Logarithmus der Frequenz proportional sind. Die Zahl der Strahlerelemente und die Länge des Antennensystems werden durch die gewünschte Bandbreite bestimmt, bei der die Antenne noch unveränderte Eigenschaften haben soll.

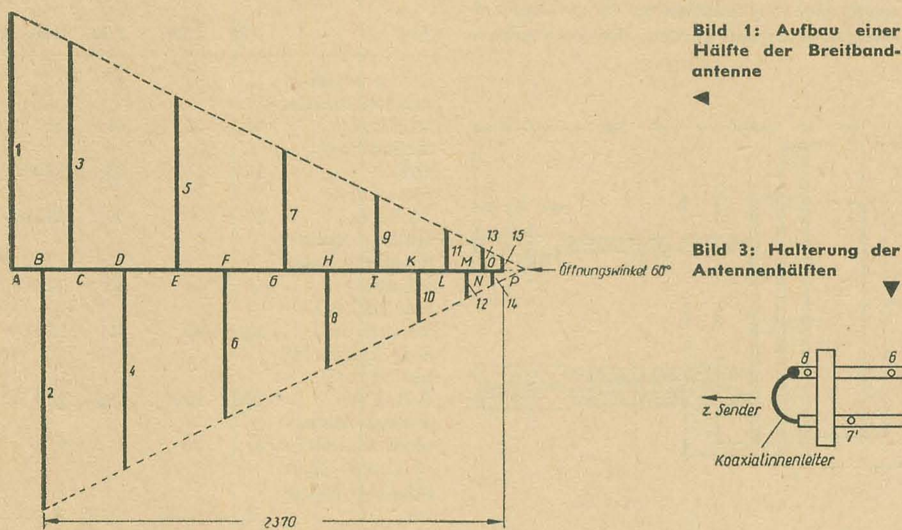


Bild 1: Aufbau einer Hälfte der Breitbandantenne ◄

Bild 3: Halterung der Antennenhälften ▼

Isolierhalterung
obere Hälfte
untere Hälfte
z. Sender
Koaxialinnenleiter
Holzträger
Antennenmast
Koaxialkabel

Tabelle: Abstände und Längen der einzelnen Strahlerelemente

Lfd. Nr.	Länge des Elements in mm	Abstand	Abstand in mm
1	1500	AB	420
2	1260	AC	760
3	1060	AD	1050
4	890	AE	1300
5	750	AF	1510
6	630	AG	1680
7	530	AH	1825
8	445	AI	1950
9	375	AK	2055
10	315	AL	2140
11	265	AM	2212
12	222	AN	2275
13	187	AO	2327
14	157	AP	2370
15	132	—	—

Es ist nach diesem Prinzip möglich, eine Fernsehempfangsantenne aufzubauen, die den Frequenzbereich von 45 ··· 600 MHz mit konstantem Gewinn von 2,5 (bezogen auf einen Halbwellendipol) überstreichen kann.

Bild 2: Anordnung beider Antennenhälften übereinander

Eine derartige Antenne ist für Meßzwecke und Empfangsversuche auf allen Kanälen gut geeignet.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau. Man erkennt, daß von einem Trägerrohr nach beiden Seiten dipolartige Stabe mit verschiedenen Längen abgehen. Es werden zum Überstreichen des obengenannten Frequenzbandes pro Antennenhälfte 15 Stäbe benötigt. Die Abstände und Längen der einzelnen Resonatoren sind in der Tabelle angegeben. Es werden zwei derartige Teile aufgebaut und diese dann, wie Bild 2 zeigt, dicht übereinander so angeordnet, daß die Strahlerelemente der einen Hälfte in die Lücken der anderen Hälfte hineinfallen. Der Abstand der beiden Längsrohre wird zwischen 20 und 40 mm gewählt. Der Durchmesser der Duraluminiumlängsrohre soll 20 bis 25 mm betragen, die Resonatoren 1 ··· 8 werden aus Rohr 16 bis 20 ∅ und die Resonatoren 9 ··· 15 aus Rohr 10 ··· 14 mm ∅ hergestellt. Die Seite mit den kürzeren Resonatoren soll auf den zu empfangenden Fernsehsender zeigen. Die Speiseleitung der Antenne ist ein Koaxialkabel mit 70 Ω Wellenwiderstand. Dieses wird durch die untere Stange hindurchgezogen und der Außenmantel fest mit dem vorderen Ende der unteren Stange verbunden. Die Kabelseele wird über ein Einsatzstück mit der oberen Stange verbunden. Etwa im Schwerpunkt des Systems wird die Tragestange aus Hartholz befestigt, die einseitig abgeflacht wird.

Einige neue Transistoren sowjetischer Produktion

Im Zuge der weiteren Entwicklung von Halbleiterbauelementen in der Sowjetunion wurden im Jahre 1960 verschiedene Transistoren in die Produktion übergeführt.
Es sind im einzelnen folgende Typen:

a) Schalttransistoren P 16, P 16A und P 16B

Bei diesen Typen handelt es sich um Germanium-pnp-Transistoren im genormten Rundgehäuse 8,3 mm ∅ mal 6 mm Höhe. Die Kennwerte gibt Tabelle 1 wieder.

b) Transistoren für hohe Betriebsspannungen P 20, P 21, P 21 A

Dies sind Germaniumflächentransistoren für Impulsschaltungen im genormten Rundgehäuse. Die Typenunterschiede sind nur die Staffelung des Stromverstärkungsfaktors in Emitterschaltung.

P 20: $\beta = 50 \cdots 150$ $U_c = 50$ V
P 21: $\beta = 20 \cdots 60$ $U_c = 50$ V
P 21A: $\beta = 50 \cdots 150$ $U_c = 70$ V

Tabelle 1

	P 16	P 16A	P 16B
Stromverst. in Emitterschaltung	20···30	30···45	45···100
Grenzfrequenz in Basisschaltung	1	1	1 MHz
Umschaltzeit in Emitterschaltung	2	1,5	1 μs
Kollektorverlustleistung	150	150	150 mW
Kollektorspitzenspannung	30	30	30 V
Impulsspitzenstrom	50	50	50 mA

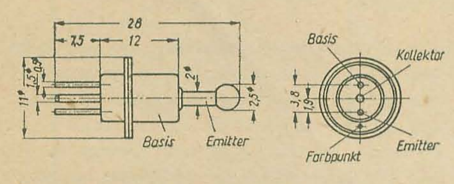


Bild 1: Konstruktive Ausführung der sowjetischen UHF-Transistoren in Koaxialausführung

Grenzfrequenz für alle Typen 1 MHz in Basisschaltung, Kollektorverlustleistung 150 mW. Mittlerer Kollektorstrom 3 mA.

c) UHF-Transistoren in Koaxialausführung P 410, P 410 A, P 411, P 411 A

Diese Germanium-pnp-Transistoren in Diffusionstechnik dienen zur Schwingungserzeugung und Verstärkung im Frequenzbereich 100 bis 400 MHz. Damit sich die Transistoren gut in Kreise mit verteilten Schaltelementen einfügen lassen, ist der Emitter koaxial herausgeführt und die Basis mit dem Gehäuse verbunden. Bild 1 zeigt die konstruktive Ausführung. Emitter und Basis sind auf der Unterseite noch einmal herausgeführt, damit Gleichspannungen zugeführt werden können. Die Daten gibt Tabelle 2 an.

d) Leistungstransistoren mit 100 W Kollektorverlustleistung

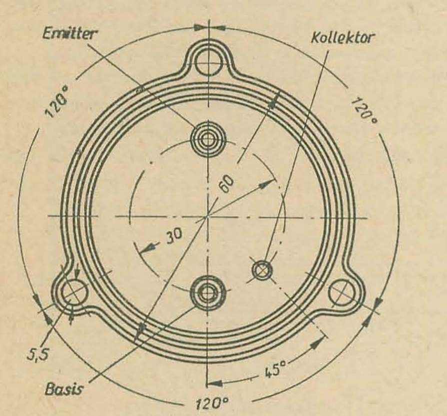
In der Reihe P 207 und 208 sind vier Germaniumleistungstransistoren für größere Leistungen entwickelt worden. Ihre konstruktive Form zeigt Bild 2, die elektrischen Daten gibt Tabelle 3 wieder. Das Gewicht beträgt 210 p.

Tabelle 2

Typ	P410	P410A	P411	P411A
Kollektorbetriebsspannung	5	5	5	5 V
Kollektorstrom	5	5	5	5 mA
Stromverstärkung in Basisschaltung	0,97	0,99	0,97	0,99
Schwinggrenzfrequenz	200	200	400	400MHz
Kollektorreststrom I_{CEO}	2	2	2	2 μA
Kollektorkapazität	2	2	2	2 pF
maximaler Kollektorstrom	20	20	20	20 mA
Kollektorverlustleistung	100	100	100	100 mW

Tabelle 3

Typ	P207	P207A	P208	P208A
Stromverstärkung in Emitterschaltung	15	15	15	15
Kollektorreststrom	10	10	15	16 mA
dynamische Steilheit	20	18	20	18 A/V
Kollektorspitzenspannung Basisschaltung	40	40	60	60 V
maximaler Kollektorstrom	25	25	25	25 A
Kollektorverlustleistung mit Kühlblech	100	100	100	100 W
Verlustleistung ohne Kühlblech	4	4	4	4 W
maximale Sperrschichttemperatur	+ 85	+ 85	+ 85	+ 85°C
Kniespannung	0,5	0'5	1	1 V



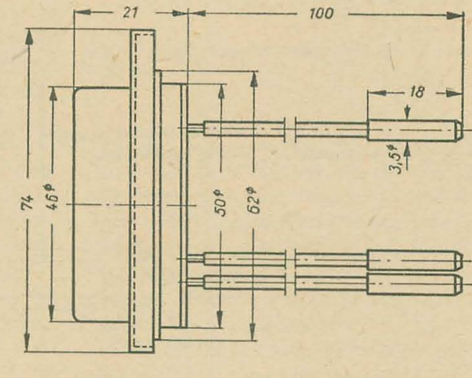


Bild 2: Konstruktive Form der Leistungstransistoren mit 100 W Kollektorverlustleistung

---

Transistormultivibrator als periodischer Zeitschalter

HAGEN JAKUBASCHK

Transistormultivibratoren eignen sich gut als periodische Zeitschalter für alle Aufgabenstellungen, bei denen rhythmische Anschaltung bzw. Auslösung von Signalen oder anderen Steuerorganen gefordert wird. Der im folgenden beschriebene Multivibrator wurde für einen Anwendungszweck als Blinklichtgeber entwickelt, kann jedoch für alle ähnlichen Anwendungen benutzt werden, wenn die Blinklampen erforderlichenfalls durch Schaltrelais ersetzt oder ergänzt werden. Er zeichnet sich durch sehr weitgehend variierbare Schaltzeiten aus, die bei dem hier beschriebenen Gerät zwischen 0,2 ··· 60 s betragen. Durch die beiderseitig vorhandene Schaltstufe ist es möglich, zwei getrennte Signale oder Schaltvorgänge gegentaktig synchron zu steuern.

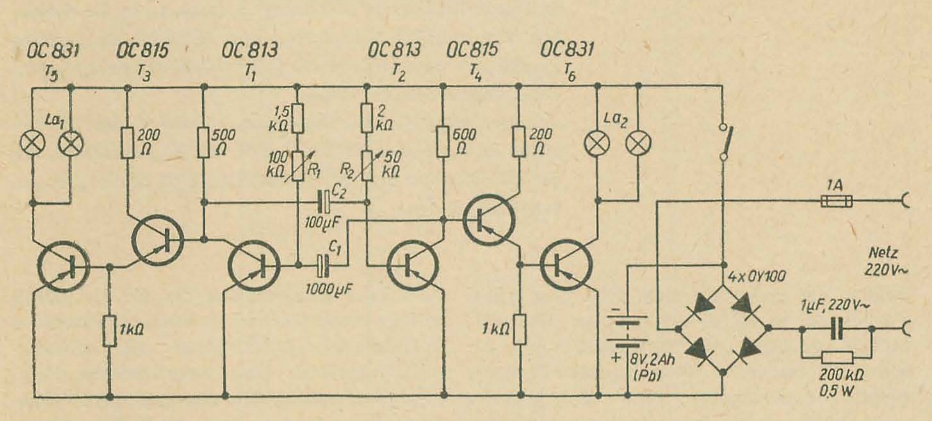


Bild 1: Schaltung des Transistor-Multivibrators als Blinklichtgeber

Bild 1 zeigt die vollständige Schaltung des Gerätes. Die Transistoren T_1 und T_2 bilden den eigentlichen Taktgeber, einen astabilen Multivibrator. Im Interesse eines großen Regelumfanges der Schaltzeitregler R_1 und R_2 sind hier Transistoren möglichst hoher Stromverstärkung und mit geringem Kollektorreststrom zu bevorzugen. Im Mustergerät fanden entsprechend ausgesuchte Transistoren des Typs OC 813, Farbgruppe weiß, Verwendung, deren Kollektorreststrom (gemessen bei $-U_C = 4{,}5$ V, T = 20 °C und offener Basis) bei etwa 50 μA lag. Bei Verzicht auf extreme Forderungen kann eine besondere Auswahl gegebenenfalls ganz entfallen.

Die zeitbestimmenden Glieder R_1/C_1 und R_2/C_2 wurden im Hinblick auf das geforderte große Tastverhältnis unsymmetrisch ausgelegt. Als kleinstes Tastverhältnis wurde noch 1 : 1 bei Schaltzeiten um 0,3 s erreichbar. Die Elkos, C_1 (1000 μF) und C_2 (100 μF), müssen hochwertige Ausführungen mit geringem Reststrom sein, Mit R_1 und R_2 — für die im Mustergerät Kleinstpotentiometer aus TV-Geräten verwendet wurden — werden die Schaltzeiten eingestellt. Ihre Vorwiderstände sind maßgebend für die kürzeste Schaltzeit und begrenzen gleichzeitig den Basisstrom für T_1 und T_2.

Von den Kollektoren von T_1 und T_2 werden die Zwischentransistoren T_3 und T_4 angesteuert, die hier funktionell als Gleichstromverstärker aufzufassen sind. Sie steuern über ihre Emitterwiderstände die Schaltstufen T_5 und T_6 an. Eine direkte Ankopplung von T_5 und T_6 an die Multivibratortransistoren unter Fortfall der Zwischenstufen ist nicht möglich, weil T_1 und T_2 besonders an den Einstellgrenzen ihrer Schaltzeitregler nicht den für völlige Durchsteuerung bzw. Sperrung der Schalttransistoren erforderlichen Basisstrom aufbringen können, so daß T_5 und T_6 entweder nicht völlig gesperrt oder nicht völlig durchgesteuert würden. Das würde aber bedeuten, daß in diesen Transistoren eine zusätzliche beachtliche Verlustleistung abfällt, die die maximale Belastbarkeit und damit die erreichbare Schaltleistung sehr stark herabsetzt.

Für T_3 und T_4 genügen übliche Exemplare des Typs OC 815 oder OC 816; eventuell auch schon OC 810 oder OC 811. Als Schalttransistoren wurden im Mustergerät 1-W-Transistoren des Typs TF 77 (DDR-Äquivalent-Type OC 830, OC 831) benutzt. Mit ihnen können relativ hohe Ströme geschaltet werden (mit OC 831 und entsprechender Kühlfläche bis 1 A). Im Mustergerät wurden für die Lampengruppen versuchsweise je zwei Skalenlampen 6,3 V/0,3 A benutzt. Wegen der Betriebsspannung von 8 V ergab sich pro Schalttransistor ein Lampenstrom von ~ 0,8 A, wobei am Transistor ein Spannungsabfall von knapp 0,2 V gemessen wurde. Bei einem Tastverhältnis von 1 : 1 und einer Schaltfolge von 5 s war noch keine Erwärmung des Transistors feststellbar. Durch spätere Verwendung von 4-W-Leistungstransistoren, für deren Durchsteuerung die von T_3 und T_4 gelieferten Steuerströme ebenfalls noch ausreichen, können noch bedeutend leistungsstärkere Verbraucher direkt geschaltet werden. Ein eventuelles Schaltrelais (z. B. 6-V-Ausführung) wird sinngemäß anstelle einer Lampengruppe oder parallel zu dieser eingeschaltet und kann dann die Ansteuerung anderer Geräte übernehmen. Wie sich aus der Schaltung ergibt, werden die Lampengruppen La_1 und La_2 — für die im Mustergerät lediglich aus Gründen der Batterieschonung die angegebenen schwächeren Lampen eingesetzt wurden — jeweils in Gegentakt geschaltet, d. h. bei ausgeschalteter La_2 leuchtet La_1 und umgekehrt. Das Mustergerät wurde je Lampengruppe mit zwei Lampen bestückt, um eine Sicherheit gegen Lampenausfall zu haben. Durch geeignete Anwendung der Lampengruppen bzw. an dieser Stelle einzusetzenden Steuerrelais o. ä. kann die Schaltzeit und das Tastverhältnis jeder Aufgabenstellung angepaßt werden. Für die Lampengruppe La_2 ergibt z. B. der Regler R_1 eine Änderung der Dunkelzeiten (Abschaltzeit) etwa zwischen 0,5 ··· 60 s, während R_2 die Länge der Leuchtzeit etwa zwischen 0,2 bis 6 s regelt. Jeweils nach Ablauf der mit R_1 eingestellten Zeit wird also ein Lichtblitz in der mit R_2 eingestellten Länge abgegeben. Für La_1 gelten diese Verhältnisse umgekehrt, dort sind also Leuchtzeiten bis 60 s mit Pausenzeiten bis 6 s erreichbar. Bei Inbetriebnahme beider Lampengruppen zugleich wird eine periodische Umtastung erreicht, deren Intervall ebenfalls beliebig wählbar ist.

Die Betriebsspannung des Gerätes beträgt 8 V. Es wurde hier ein gasdichter Blei-Akkumulator (Heizbatterie) des Typs RB 4 vom VEB ETS Sonneberg benutzt, deren Kapazität 2 Ah beträgt. Der Ruhestrom des Multivibrators (ohne Lampen) beträgt konstant etwa 30 ··· 40 mA je nach Einstellung von R_1 und R_2.

Dem Mustergerät wurde eine kleine Ladevorrichtung beigegeben, die die Aufladung der Batterie am Wechselstromnetz mit dem für diesen Typ vorgeschriebenen Ladestrom ermöglicht. Sie besteht einfach aus einem Vorschaltkondensator 1 μF/220 V~ und einem aus vier Flächendioden OY 100 aufgebauten Gleichrichter in Brückenschaltung. Es ergibt sich dann ein Ladestrom von etwa 75 mA, der für diese Batterie noch zulässig ist und die schnellstmögliche Wiederaufladung gewährleistet. Der Parallelwiderstand zu dem 1-μF-Kondensator dient zu seiner Entladung bei Abschaltung des Netzes. Die Sicherung kann fest eingelötet werden, da sie lediglich ernstere Schäden bei Durchschlag des Kondensators zu verhüten hat und dieser dann ohnehin gewechselt werden muß. Für den Vorschaltkondensator ist jedoch unbedingt eine betriebssichere, für 220 V zugelassene Ausführung (möglichst MP-Kondensator) zu wählen. Diese Ladeeinrichtung kann sehr klein und raumsparend aufgebaut werden und entwickelt keinerlei Wärme.

Das Mustergerät hat die Maße von etwa 50 × 90 × 120 mm. Die Einzelteile wurden auf einer Pertinax-Lötleiste frei befestigt, die unmittelbar auf die Batterie aufgesetzt wurde (Bild 2). Das ganze Gerät wurde in eine durchsichtige Plexiglasbüchse (Vorratsbehäl-

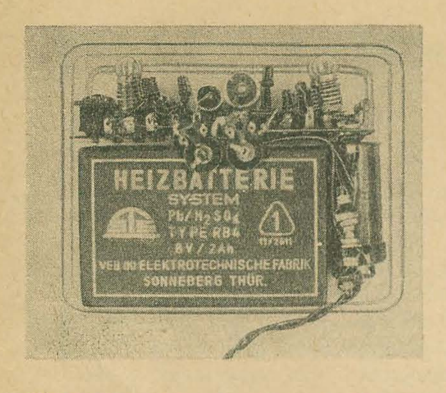


Bild 2: Ansicht des Blinklichtgebers im geöffneten Gehäuse. Die Netzzuleitung für das Ladegerät, im Bild unten rechts, wird zusammengerollt mit ins geschlossene Gehäuse eingelegt

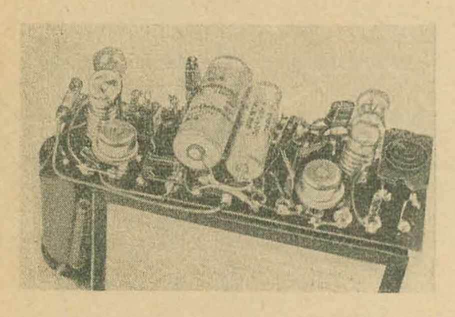


Bild 3: Ansicht der Rückseite des Blinklichtgebers

ter der Haushaltwaren-Branche) geeigneter Größe eingesetzt. Rechts unterhalb der Pertinaxlötleiste, neben der Batterie, wurde das Ladegerät (Vorschaltkondensator und Flächendioden) angeordnet. An der oberen Batteriekante (Mitte) sind die Einstellregler R_1 und R_2 sichtbar, die unmittelbar an der Lötleiste angelötet sind und dort ausreichend Halt finden. Über ihnen sind die beiden Elkos C_1 und C_2 sichtbar, für die hier Kleinstausführungen für 12 V verwendet wurden.

Die Lampengruppen können für andere Anwendungsfälle natürlich auch außerhalb des Gerätes angeordnet werden, jedoch sollten die Lampenleitungen dann gut abgesichert werden, um Beschädigung der Leistungstransistoren bei Kurzschlüssen in der Lampenzuleitung zu vermeiden.

Bild 3 zeigt die Rückseite des Gerätes. Vor den Lampengruppen sind die Leistungstransistoren T_5 und T_6 zu erkennen. Die Transistoren $T_{1 \cdots 4}$ sind z. T. beiderseits der Elkos freistehend sichtbar. Ganz rechts befindet sich der kleine Schiebeschalter, der zur Abschaltung des Gerätes dient. Für die gesamte Schaltung wurden 0,01-W-Widerstände verwendet. Das Gerät kann im Bedarfsfall noch bedeutend kleiner gehalten werden. Der günstigste Aufbau wird sich daher jeweils nach der vorgesehenen Batterie und dem verfügbaren Raum bzw. dem Anwendungszweck richten. Das Mustergerät kann mit dem Gehäusedeckel wasserdicht verschlossen werden. Alle Bedienungsorgane sind nach Abnehmen des Deckels zugängig.

Je nach Anwendungszweck kann das Gerät selbstverständlich vereinfacht werden, indem z. B. eine Lampengruppe (z. B. La_1 mit T_3, T_6) fortgelassen wird.

NORBERT PUDOLLEK



Wie in anderen europäischen Ländern, so gibt es auch in der DDR Stellen, die sich mit der Entwicklung des Farbfernsehens befassen. Im Werk für Fernsehelektronik wird an Farbbildröhren gearbeitet. Während der VEB Rafena die empfängerseitigen Probleme löst, werden im Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen die senderseitigen Voraussetzungen für das Farbfernsehen geschaffen. Ein Termin für den Beginn des offiziellen Farbfernsehens läßt sich nicht abschätzen. Nicht zuletzt der hohe Stand des Schwarz-Weiß-Fernsehens hinsichtlich der Bildqualität und des bedienungstechnischen Komforts ist richtungsweisend für die Anforderungen, die man heute an ein Farbfernsehsystem stellt. Mit einem Start des Farbfernsehens in unserer Republik ist nicht eher zu rechnen, als die Produktion von preislich vertretbaren und technisch ausgereiften Empfängern gewährleistet ist. Das schließt selbstverständlich die Bauelementeindustrie ein.

In dieser Arbeit soll ein allgemeiner Überblick über die Probleme in den einzelnen Stufen einer Farbfernsehanlage, von der Bildaufnahme bis zur Wiedergabe durch den Empfänger, vermittelt werden.

Wie in der Fotografie, dem Film oder beim Farbdruck, so ist es auch in der Fernsehtechnik gelungen, die Voraussetzungen zu schaffen, Bilder in ihrer ganzen Farbenpracht wiederzugeben. Die Aussagekraft eines farbigen Bildes ist weitaus größer als die eines einfarbigen. Die Farbe ist eines der wichtigsten Ausdrucksmittel der Natur.

Die Übertragung farbiger Bilder ist um ein Vielfaches komplizierter als das Schwarz-Weiß-Fernsehen. An die Studio- und Übertragungseinrichtungen werden zusätzliche, z. T. erhebliche Anforderungen gestellt. Auf Grund der Kompliziertheit der Farbfernsehtechnik, die schon in wenigen Jahren das Schwarz-Weiß-Fernsehen in den Hintergrund drängen kann, erwächst für den zukünftigen Service ein interessantes, äußerst umfangreiches Arbeitsgebiet.

Das Farbfernsehen gewinnt neben dem reinen Unterhaltungsfernsehen vor allem auch große Bedeutung für industrielle und wissenschaftliche Zwecke. Dies ist verständlich, denn es gibt eine Vielzahl von Vorgängen, die sich bei der Übertragung mit Schwarz-Weiß-Fernsehanlagen nicht erfassen lassen. Das tritt besonders dort in Erscheinung, wo sich zwei Bilddetails nur durch ihre Farbe unterscheiden, da sie den gleichen Helligkeitswert besitzen, z. B. in der Mikroskopie. So verwendet man in Europa bereits mehrere Farbfernsehanlagen als wichtiges Hilfsmittel bei der Ausbildung an medizinischen Instituten. Es gibt komplizierte Operationen, die erst durch den Einsatz einer Farbfernsehanlage einem größeren Kreis zugänglich gemacht werden können.

Das Farbfernsehen wurde erstmalig in den USA im Jahre 1953 eingeführt. Von dem National Television System Committee wurde ein Farbfernsehsystem, das sog. NTSC-System, erarbeitet. Obwohl inzwischen schon eine ganze Reihe anderer Farbfernsehsysteme untersucht und zur Anwendung vorgeschlagen wurden, kann man auch für Europa mit ziemlicher Bestimmtheit das für die jeweils gültige Norm (CCIR oder OIR) abgewandelte NTSC-Farbfernsehverfahren als zukunftssicher ansehen. (Das amerikanische Fernsehen hat bekanntlich eine niedrigere Zeilenzahl, nämlich 525, und einen Ton-Bildabstand von 4,5 MHz.) Deshalb wird zunächst allen Betrachtungen das NTSC-System vorangesetzt, ehe abschließend ein Überblick über die weiteren Farbfernsehverfahren gegeben wird.

Ein farbiges Bild setzt sich aus einer Vielzahl verschiedenster Farbnuancen zusammen, die für eine wirklichkeitsnahe Wiedergabe unverfälscht übertragen werden müssen. Die einzelnen Farbwerte werden nicht direkt übertragen. Das farbige Bild wird mittels farbzerlegender Spiegel oder Filter in Komponenten bestimmter Grundfarben zerlegt. Diese Komponenten oder Farbauszüge werden getrennt übertragen und auf der Empfängerseite wieder zum ursprünglichen Farbbild zusammengesetzt.

Bei der Farbzerlegung und Farbmischung treten eine Reihe von Begriffen auf, die dem Fernsehtechniker zunächst weniger geläufig sind. Es ist notwendig, sich vorerst einmal mit den Grundsätzen der Farbenlehre, besonders mit der Farbwahrnehmung, vertraut zu machen, bevor der gerätetechnische Teil behandelt wird.

Farbe und Farbwahrnehmung

Man erkennt die Umwelt in bunten Farben, sobald Lichtstrahlen bestimmter Wellenlängen die Netzhaut der Augen treffen. Auf der Netzhaut befinden sich lichtempfindliche Elemente, die sog. Stäbchen und Zapfen, die unter Einwirkung des Lichtes Reize in Form von elektrischer Energie an das Nervensystem abgeben. Die Bezeichnungen Zapfen und Stäbchen entsprangen ihrer äußeren Form. Sie unterscheiden sich weiterhin in ihrer Arbeitsweise und ihrer ungleichmäßigen Verteilung auf der Netzhaut.

Bei sehr schwacher Beleuchtung werden die Lichteindrücke nur über die Stäbchen dem Nervensystem übermittelt, während die Zapfen erst bei höherem Beleuchtungsniveau ansprechen. Dazwischen liegt ein Bereich, in dem die Lichtempfindungen teilweise von den Stäbchen und teilweise von den Zapfen hervorgerufen werden. Das Farbensehen verdanken wir ausschließlich dem Vorhandensein der Zapfen. So erklärt es sich auch, daß für die Wahrnehmung der Farben ein gewisses Beleuchtungsniveau Voraussetzung ist. Dies läßt sich in der Abenddämmerung sehr gut beobachten. Mit zunehmender Dunkelheit verlaufen die einzelnen Farben allmählich ineinander, bis sich schließlich nur noch die Grauwerte wie bei einem Schwarz-Weiß-Bild unterscheiden lassen; man ist vom Zapfensehen auf das Stäbchensehen übergegangen.
Die kürzeste Wellenlänge, die noch vom menschlichen Auge wahrnehmbar ist, besitzt Violett mit 380 nm. Darunter liegt das unsichtbare Ultraviolett. Die obere Grenze des Sehbereiches bildet Purpurrot, an das sich dann Infrarot anschließt. Das Auge hat über den gesamten sichtbaren Farbbereich keine gleichmäßige Empfindlichkeit. Zudem ist die Farbtüchtigkeit jeder Person mehr oder weniger unterschiedlich. Bild 1 zeigt die durchschnittliche spektrale Empfindlichkeit des menschlichen Auges in Abhängigkeit von der Wellenlänge.

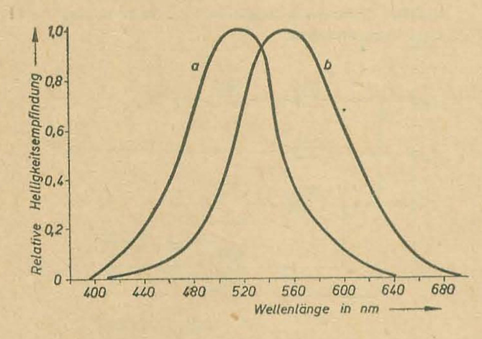


Bild 1: Spektrale Empfindlichkeit des menschlichen Auges Kurve a) gilt bei sehr schwacher Beleuchtung (Stäbchensehen), während Kurve b) bei normalen Lichtverhältnissen gilt (Zapfensehen)

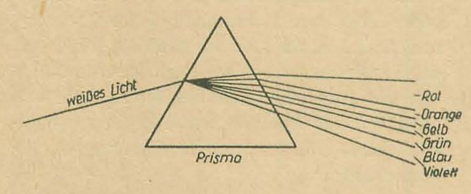


Bild 2: Die Brechung von weißem Licht an einem Prisma

Ein jeder Farbreiz wird durch die drei charakteristischen Größen Farbton, Farbsättigung und Helligkeit bestimmt.
Die Eigenschaft einer Farbe, rot, orangefarbig, gelb usw. zu sein, bezeichnen wir als ihren Farbton. Das menschliche Auge ist in der Lage, etwa 200 reine Farben zu unterscheiden. Durch Mischung steigt die Zahl bereits auf etwa 15000. Die spektrale Energieverteilung einer Lichtart bestimmt die Farbe, umgekehrt ist aber durch eine bestimmte Farbe die spektrale Energieverteilung nicht bestimmt. Es gibt also viel mehr Energieverteilungen des Lichtes als Farbempfindungen. Die reinen Farbtöne erhält man durch Zerlegung des weißen Lichtes mit Hilfe eines Prisma, wie im Bild 2 dargestellt.
Die so erzeugte Farbskala enthält bei weitem nicht alle uns bekannten Farben. Von jeder Spektralfarbe aus kann man sich über immer blasser werdende Farben dem Weiß nähern, obwohl der Farbton unverändert bleibt. Die Eigenschaft einer Farbe, mehr oder weniger weißlich zu sein, nennt man ihre Sättigung. Die Spektralfarben haben eine maximale Sättigung.
Der Charakter einer Farbempfindung wird letztlich noch durch ihre Helligkeit bestimmt. Verringert man die Lichtmenge eines Gegenstandes bei gleichbleibender Umgebungsbeleuchtung, so läßt sich beobachten, daß die Farbe des Gegenstandes verändert wird. Eine rote Farbe würde sich bei abnehmender Lichtmenge auf dem Wege über Rotbraun dem Schwarz nähern. Farben wie Olivgrün, Braun oder Grau entstehen überhaupt erst durch eine bestimmte Helligkeitskomponente gegenüber anderen Farben. Man bezeichnet sie auch oft als unbunte Farben.
Um allen Farbempfindungen nachzuahmen, müßten die drei charakteristischen Größen voneinander unabhängig variiert werden. Eine grafische Darstellung dieser drei Größen wäre dreidimensional und führt zum sog. Farbraum (Bild 3), in dem jeder Punkt einer bestimmten Farbempfindung entspricht. Im Punkt 0 befindet sich Schwarz. Die Farben entlang der Geraden OB_1, OB_2 und OB_3 unterscheiden sich lediglich in ihrer Leuchtdichte, es sind Linien gleicher Reizart. Dagegen finden wir alle Farben, die sich nur in ihrer Reizart unterscheiden, auf den Flächen B_1, B_2, B_3 bzw. B_1', B_2', B_3'. Im Schwerpunkt des Dreiecks B_1, B_2, B_3 liegt Weiß. Die Verbindungslinie OW enthält alle Grauwerte von Schwarz bis Weiß.
Obwohl die räumliche Anordnung der Farbempfindungen erst den Zusammenhang der drei farbbestimmenden Größen zeigt, begnügt man sich in der Praxis fast ausschließlich mit einer zweidimensionalen Darstellung, dem sog. Farbdreieck. Es ist aus einer Projektion der Fläche B_1, B_2, B_3 auf die Zeichenebene entstanden.
Die Koordinaten B_1, B_2, B_3 können auch negative Farbwerte enthalten. Das erschwert die farbmetrischen Berechnungen. Die Kennzeichnung einer Lichtart wird deshalb vornehmlich im internationalen XYZ-Koordinatensystem vorgenommen, wo es nur positive Farbwerte gibt. Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß eine der Koordinaten, nämlich Y, der Helligkeit entspricht.
Für bestimmte Kombinationen von X, Y und Z, wenn zwei Werte davon, z. B. Y und Z, gleich Null sind, gibt es keine Farbe. Man kann sagen, die Grundfarben des XYZ-Systems sind nicht reell, also unphysikalisch.
Zwischen beiden Systemen besteht ein zahlenmäßig einfacher Zusammenhang:

$$X = 2{,}7689\ B_1 + 0{,}38159\ B_2 + 18{,}801\ B_3$$
$$Y = B_1 + B_2 + B_3$$
$$Z = 0{,}012307\ B_2 + 93{,}066\ B_3$$

Das Farbdreieck ist nun so aufgebaut, daß es den Grundgesetzen der Farbenlehre entspricht. Werden drei geeignete Lichtarten in einem bestimmten Verhältnis gemischt, so kann jeder beliebige Farbreiz nachgeahmt werden. Weiterhin wurde die Abmachung getroffen, auf den Verbindungslinien zwischen zwei Farben alle Mischprodukte dieser Farben darzustellen. Im Schwerpunkt des Dreiecks liegt wieder Weiß, während der Spektralfarbenzug dem Dreieck die äußere Begrenzung gibt. Die Sättigung einer Farbe ist im Weißpunkt gleich Null und nimmt zum Rande hin zu. Bild 4 zeigt das Farbdreieck der IBK (Internationale Beleuchtungskommission), das für alle weiteren Betrachtungen des Farbfernsehens verwendet wird.

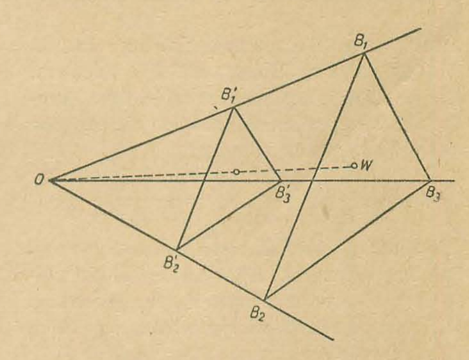


Bild 3: Farbraum mit den Koordinaten B_1, B_2 und B_3. Jeder Ort des Raumes entspricht einem Farbreiz.

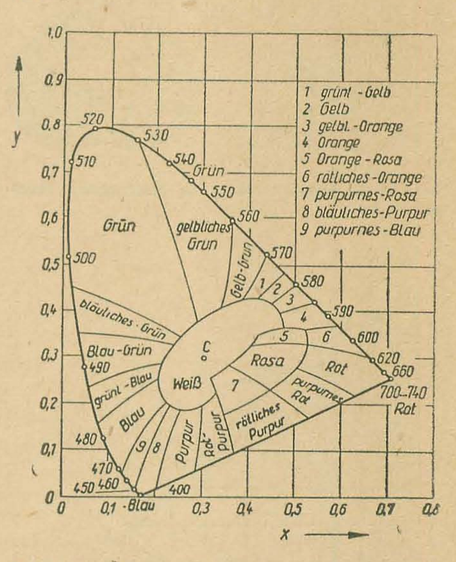


Bild 4: Farbdreieck der IBK. Die abgegrenzten Flächen sind Bereiche gewisser Farbton-Farbsättigungswerte

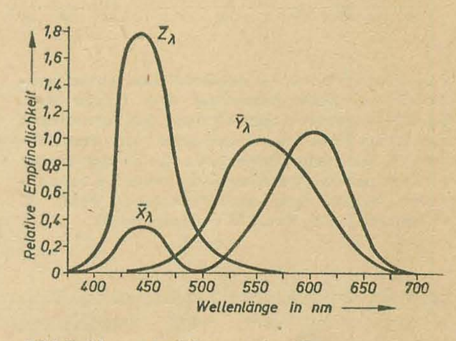


Bild 5: Normalreizkurven der IBK

Die Spektralfarben sind am Umfang mit den entsprechenden Wellenlängen eingezeichnet.
Die für das Farbensehen verantwortlichen Zapfen auf der Netzhaut des Auges könnte man sich auch als eine Kombination von drei Photozellen vorstellen, wobei jeweils eine für grünes, rotes oder blaues Licht empfindlich

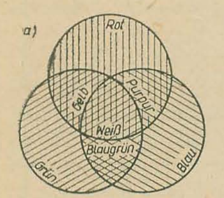
ist. Lassen wir nun auf diese „Fotozellen" ein Lichtbündel mit der spektralen Zusammensetzung E_λ auffallen, dann ergeben die Zellen Stromstärken, die den Koordinaten X, Y und Z proportional sind:

$$\sum E_\lambda \bar{X}_\lambda = X \quad \sum E_\lambda \bar{Y}_\lambda = Y \quad \sum E_\lambda \bar{Z}_\lambda = Z.$$

Diese Empfindlichkeiten wurden durch besondere Meßverfahren ermittelt und ergeben die sog. Normalreizkurven der IBK (Bild 5). Im Farbdreieck sind als Eichreize festgelegt:
„Rot" mit $\lambda = 700$ nm, „Grün" mit $\lambda = 546{,}1$ nm und „Blau" mit $\lambda = 435{,}8$ nm. Um eine Farbe auf dem rechtwinckligen Farbdreieck zu bestimmen, genügt die Angabe zweier Zahlenwerte x und y;

$$x = \frac{X}{X + Y + Z} \qquad y = \frac{Y}{X + Y + Z}.$$

Die Mischung der Farben erfolgt nach der sog. Schwerpunktsregel. Man unterscheidet zwischen additiver und subtraktiver Mischung. Die subtraktive Mischung wird gelegentlich



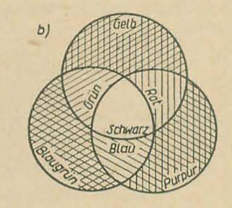


Bild 6: a) Additive und b) subtraktive Farbmischung

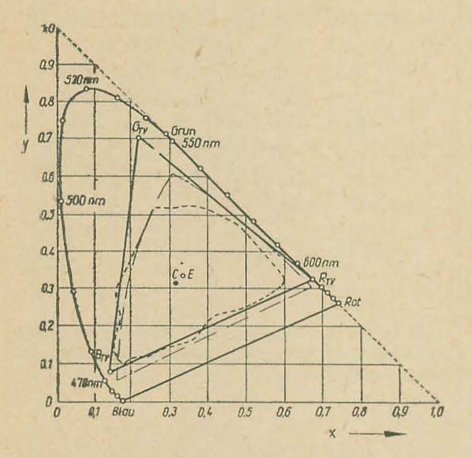


Bild 7: Farbdreieck mit den Bereichen der bekanntesten Farbwiedergabemittel. Die Fläche R_{TV}, G_{TV}, B_{TV} entspricht dem Umfang des Fernsehens; die Strich-Punktlinie umschließt den Farbfilmbereich, die gestrichelte Linie die in der Natur vorkommenden Reflexionsfarben und die bekanntesten Druckfarben und Farbstoffe. Punkt C = Standardweiß, Punkt E = Energieweiß

auch als multiplikative bezeichnet. Additive Mischung liegt vor, wenn verschiedene Lichtarten gleichzeitig auf dieselbe Stelle der Netzhaut des Auges treffen. Sie entsteht, wenn, wie z. B. im Bild 6, drei Projektoren je eine Farbe erzeugen und diese übereinander werfen. Aus Rot und Grün entsteht Gelb, aus Grün und Blau Blaugrün und aus Blau und Rot Purpur. Alle drei Farben, im richtigen Verhältnis gemischt, ergeben weiß.
Von subtraktiver Mischung spricht man, wenn durch Filtereinwirkung einzelne Farben aus einem Spektrum herausgesiebt werden. Der subtraktiven Farbmischung bedient man sich u. a. beim Farbdruck.

Die Übertragung farbiger Bilder

Im Farbdreieck (Bild 7) sind die Eichreize „Rot", „Grün" und „Blau" eingezeichnet. Alle Farben, die innerhalb dieser Dreiecksfläche liegen, können durch additive Mischung dieser Eckfarben nachgeahmt werden. Um einen möglichst großen Farbbereich überstreichen zu können, wird man bestrebt sein, die Grundfarben für eine Bildreproduktion recht nahe an den Umfang des Farbdreiecks zu legen.
Bei der Auswahl der Grundfarben für das Farbfernsehen mußte weiterhin berücksichtigt werden, welche Leuchtstoffe zur Herstellung von Farbwiedergaberöhren zur Verfügung standen. Der verwendete Leuchtstoff soll ohne allzugroßen elektrischen Energieaufwand eine große Helligkeit gewährleisten.
Unter diesen Gesichtspunkten legte man in den USA nachstehende Grundfarben für die Bildübertragung fest:

Rot mit x = 0,67 und y = 0,33
Grün mit x = 0,21 und y = 0,71
Blau mit x = 0,14 und y = 0,08

Diese Farbpunkte sind im Bild 7 mit R_{TV}, G_{TV} und B_{TV} bezeichnet. Die Fläche zwischen diesen Punkten enthält nahezu alle in der Natur vorkommenden Farben. Zum Vergleich sind die Farbbereiche anderer bekannter Farbwiedergabemittel eingezeichnet. Bei dieser Gegenüberstellung schneidet das Farbfernsehen äußerst günstig ab.
Im Farbpunkt C befindet sich das sog. Standardweiß, wie es eine Schwarz-Weiß-Bildröhre abstrahlen würde. Ein ungefärbter Gegenstand in der Szene wird beim Farbfernsehen als Standardweiß mit den Koordinaten

$$x = 0{,}310 \text{ und } y = 0{,}316$$

wiedergegeben.
Die Signalamplituden für das Farbfernsehen sind nun so genormt, daß für Weiß die Anteile von R (Rot), G (Grün) und B (Blau) gleich groß sind.

$$(R = G = B).$$

Dieses Weiß hat den größten Helligkeitsanteil, d. h., die maximale Luminanz der aufgenommenen Szene. Die Signalwerte der drei Grundfarben werden deshalb für das Weiß mit der maximalen Luminanz gleich 1 gesetzt. Es ist dann

$$R = G = B = 1$$

Die einfachste Übertragungsanlage für farbige Bilder könnte man sich wie im Bild 8 vorstellen. Die Lichtstrahlen der Szene werden durch besondere Filter-Spiegelsysteme in drei einfarbige Bilder zerlegt und in drei normalen Schwarz-Weiß-Fernsehkameras in elektrische Signale umgewandelt. Auf der Empfängerseite befinden sich drei Bildwiedergaberöhren (Projektionsröhren), die über Verstärker mit der entsprechenden Kamera direkt verbunden sind (Kurzschlußbetrieb). Die Bildröhren besitzen eine rote, grüne oder blaue Leuchtschicht und liefern einfarbige (monochromatische) Bilder, die mit Hilfe eines Spiegelsystems übereinander projeziert werden; d. h. wir erhalten durch die additive Mischung das bunte Farbbild zu-

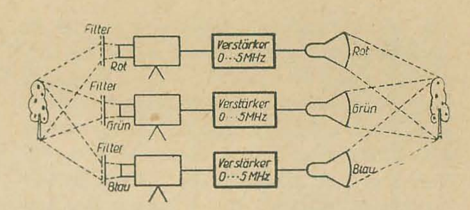


Bild 8: Schema der einfachsten Anlage zur Übertragung farbiger Bilder

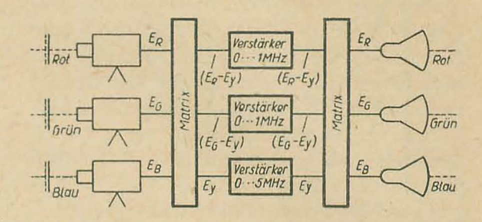


Bild 9: Farbfernsehübertragung mit reduzierten Bandbreiten

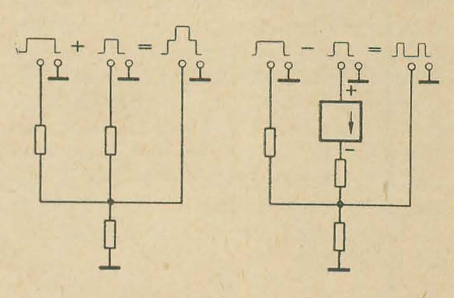


Bild 10: Einfachste Addition und Subtraktion von Impulsspannungen

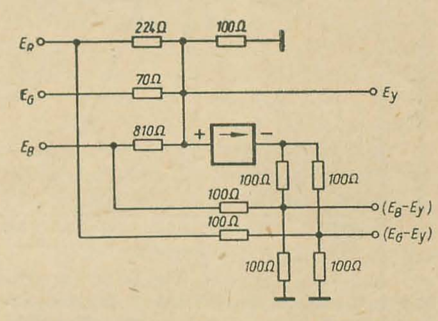


Bild 11: Widerstandsnetzwerk zur Matrizierung der Farbsignale

rück. Die Helligkeitsanteile der drei Wiedergaberöhren zum Gesamtbild sind sehr unterschiedlich. Hätte man im Bild ein Weiß mit der Luminanz von 1, so trägt der rote Kanal 0,3, der grüne 0,59 und der blaue 0,11 Teile dazu bei. Die Helligkeitsanteile einer beliebigen Szene werden als Luminanzsignal E_Y bezeichnet:

$$E_Y = 0{,}3\, E_R + 0{,}59\, E_G + 0{,}11\, E_B.$$

E_R, E_G und E_B sind die Farbspannungen der drei Kameras. Das Luminanzsignal E_Y entspricht dem normalen Videosignal des Schwarz-Weiß-Fernsehens.
Für eine drahtlose Übertragung werden die drei Farbsignale je einem HF-Träger aufmoduliert. Gegenüber dem Schwarz-Weiß-Fernsehen mit der genormten Videobandbreite von 5 MHz (CCIR) benötigt man hier für das Farbfernsehen die dreifache Bandbreite.
Beim heutigen Stand der Verbreitung des Schwarz-Weiß-Fernsehens müßten spezielle Farbfernsehsender mit dreifacher Bandbreite errichtet werden. Ein Umbau der vorhandenen Schwarz-Weiß-Sende- und Empfangsein-

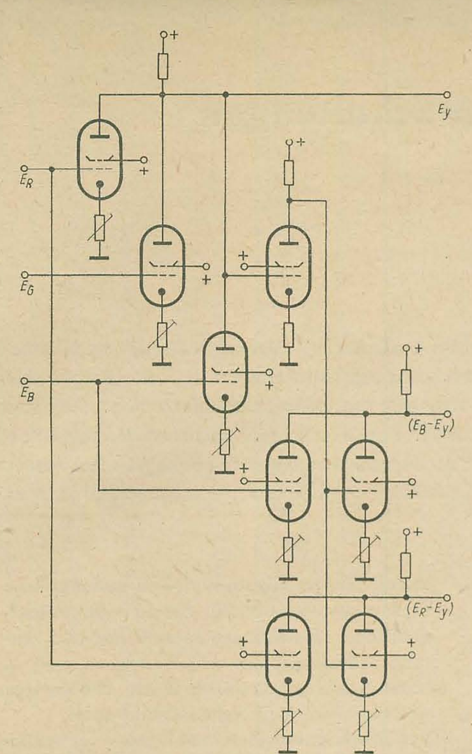


Bild 12: Rückwirkungsfreie Matrixschaltung mit Pentoden

richtungen wäre viel zu kostspielig. Zudem könnte das Farbfernsehen nur in den Bändern IV und V durchgeführt werden, da die niedrigeren Bänder bereits belegt sind. Das Farbfernsehen würde auf diese Weise einen sehr großen Aufwand erfordern, und schon deshalb könnte dessen Einführung überhaupt fraglich erscheinen. Man trachtete vielmehr danach, die vorhandenen Einrichtungen weitgehend zu verwenden. Das führte zur Entwicklung eines Farbfernsehsystems, das kompatibel (verträglich) ist; d. h. es sollen die normalen Schwarz-Weiß-Sendungen auch mit einem Farbfernsehgerät als Schwarz-Weiß-Bild zu empfangen sein, und umgekehrt sollen die Schwarz-Weiß-Empfänger in der Lage sein, ohne zusätzlichen Aufwand die Farbsendung als Schwarz-Weiß-Bild wiederzugeben. Das ist nicht zuletzt auch für die Programmgestaltung von großem Interesse. Es wird dann möglich, Farb- und Schwarz-Weiß-Sendungen zu kombinieren. Die Kosten einer Sendestunde Farbfernsehen übertreffen den bisherigen Aufwand erheblich, so daß man gezwungenermaßen noch einen viel umfangreicheren Programmaustausch mit den Nachbarländern vornehmen wird.

Das Farbfernsehsystem wird wegen dieser Forderung auf Kompatibilität naturgemäß weitaus komplizierter.

Die Bedingung auf Austauschbarkeit erfüllt zunächst einmal nur das Luminanzsignal E_Y. Es wurden Untersuchungen angestellt, inwieweit sich die Bandbreiten der Farbkanäle einengen lassen, bevor eine merkliche Verminderung der Bildqualität auftritt. Man hat nämlich herausgefunden, daß das Auflösungsvermögen des Auges für die drei Farbkomponenten Rot, Grün und Blau unterschiedlich ist. Eine Verminderung der Bandbreite für das grüne Signal verschlechtert die Bildschärfe gleich wesentlich, während für Rot und besonders für Blau eine gewisse Verringerung der Bandbreite die Bildschärfe nicht störend beeinflußt. Ein etwas verschwommener Farbübergang von einem Bilddetail zum anderen wirkt weniger störend, wenn der dazugehörige Helligkeitssprung steil genug wiedergegeben wird. Die erforderliche Bandbreite eines Farbkanales kann umso kleiner sein, je weniger dieser zur Luminanz beiträgt (vgl. 0,3 R, 0,59 G, 0,11 B).

Die Bandbreite läßt sich noch weiter reduzieren, wenn man anstelle der drei Farbsignale E_R, E_G und E_B das Luminanzsignal E_Y und zwei Signale, die nur auf den Farbwert Einfluß haben, überträgt (Bild 9). Für die Wiedergabe eines guten Farbbildes erwiesen sich Bandbreiten von 1 MHz für zwei sog. Farbdifferenzsignale A_1 und A_2 als ausreichend, wenn das Luminanzsignal mit der vollen Videobandbreite von 5 MHz übertragen

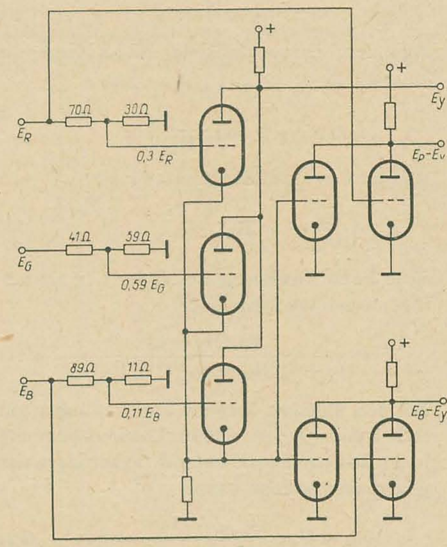


Bild 13: Matrix mit Widerstandsteilern und Röhrenaddierstufen

wird. Zwischen den Farbdifferenzsignalen und dem Luminanzsignal besteht folgender Zusammenhang:

$$A_1 = (E_R - E_Y) \qquad A_2 = (E_B - E_Y)$$
$$E_Y = 0{,}3\,E_R + 0{,}59\,E_G + 0{,}11\,E_B.$$

In diesen drei Signalspannungen ist das grüne Farbdifferenzsignal $(E_G - E_Y)$ enthalten. Zur Gewinnung des grünen Signales braucht im Empfänger nur addiert zu werden:

$-\,0{,}51\,A_1$ und $-\,0{,}19\,A_2$

$(E_G - E_Y) = -\,0{,}51\,(E_R - E_Y) - 0{,}19\,(E_B - E_Y)$

Die Addition der einzelnen Farbspannungen wird in einer Matrixschaltung vorgenommen.

Die Matrizierung der Farbsignale

Die Aufgabe der Matrixschaltung besteht darin, die drei Signalspannungen der Kameras in drei neue Spannungen — zwei Farbdifferenzsignale, A_1 und A_2, sowie das Luminanzsignal E_Y — umzuwandeln. Entsprechend den augenphysiologisch bedingten Anteilen der drei Grundfarben zur Gesamthelligkeit wird das Luminanzsignal aus 0,3 Teilen Rot, 0,59 Teilen Grün und 0,11 Teilen Blau zusammengesetzt.

Die Signalanteile jeder Grundfarbe werden durch Spannungsteilung gewonnen und anschließend addiert. Die Addition läßt sich auf mehrfache Weise vornehmen. Bild 10 zeigt ein Widerstandsnetzwerk für die einfachste Addition von Impulsspannungen. Subtrahiert werden zwei Impulsspannungen ebenfalls durch Addition, jedoch in umgekehrter Polarität, was sich leicht durch das Einschalten einer Phasenumkehrstufe erreichen läßt. Im Bild 11 ist eine vollständige Widerstandsmatrixschaltung zur Erzeugung der Farbdifferenzsignale und des Luminanzsignales dargestellt. Für die Differenzbildung $E_R - E_Y$ muß das Luminanzsignal E_Y in einer Phasenumkehrröhre umgepolt werden. Diese Matrixschaltung ist zwar recht einfach und mit wenig Aufwand verbunden, sie hat aber einen beachtlichen Nachteil. Die Matrixwiderstände müssen nämlich gegenüber den Innenwiderständen der Signalquellen genügend groß sein, damit keine Beeinflussung von einem Matrixzweig zum anderen auftreten kann. Das läßt sich mit Rücksicht auf den Frequenzgang der Schaltung nicht ohne weiteres realisieren. Rückwirkungsfrei ist die allerdings sehr aufwendige Schaltung nach Bild 12. Für jede Signalkomponente wird eine Pentode verwendet. Die Spannungsanteile lassen sich durch geeignete Wahl der Verstärkung, z. B. durch Verändern der Gegenkopplung in den Katodenzweigen, einstellen. Die Spannungsteilung mit Verstärkerröhren ist, bedingt durch die Schwankungen der Röhrendaten, über längere Zeit hin gesehen, doch recht instabil. Es ist daher zweckmäßig, die Aufteilung der Signale weiterhin mit Widerstandsteilern vorzunehmen, dagegen die Addition in ausgangsseitig parallel geschalteten Röhren (Bild 13). Hier können dann Doppeltrioden eingesetzt werden. Auf die gleiche Art werden im Empfänger mit einer ähnlich aufgebauten Matrixschaltung die drei Farbsignale E_R, E_G und E_B wiedergewonnen.

Wird fortgesetzt

Zeilensystem und Farbfernsehen in England

Die Fernsehgeräteindustrie Großbritanniens drängt bei dem in letzter Zeit recht schwachen Fernsehgeschäft auf eine möglichst baldige Klärung über die Zukunft des britischen Zeilensystems und des Farbfernsehens. Wichtig für eine Kaufentscheidung ist für die englischen Fernsehteilnehmer nicht die Frage schwarz-weiß oder farbig, sondern vielmehr, ob in absehbarer Zeit das britische System von 405 auf 625 Zeilen umgestellt wird. Die offizielle Versicherung, daß eine derartige Umstellung viele Jahre in Anspruch nehmen werde, und daher die Käuferentscheidung nicht beeinflussen sollte, scheint wenig Gehör zu finden. Deshalb sahen sich die meisten Firmen veranlaßt, Geräte anzubieten, die von 405 auf 625 Zeilen umgestellt oder umgebaut werden können. Offenbar glaubt man, daß das Publikum den etwas höheren Preis für seine Beruhigung hinnehmen wird. Die sog. „switchable"-Modelle, wie sie z. B. von Pye und Ekco gezeigt wurden, arbeiten über Kanal 1 und 2 im 405-Zeilen-Bereich und in Kanal 4 und 5 durch Zusatz eines „Tuners" mit 625 Zeilen. Ultra zeigte sein Bermuda-Gerät mit einer Vorrichtung, die das Einstöpseln eines Zusatzgerätes für 625 Zeilen ermöglicht. Andere Firmen, wie z. B. Philips, blieben bei 405 Zeilen, um niedrigere Preise halten zu können, und machen ihre Kunden darauf aufmerksam, daß die heute gekauften Geräte bis zur notwendigen Umstellung auf 625 Zeilen ohnehin ersatzbedürftig seien.

Zur Dimensionierung von White-Katodenfolger-Schaltungen

WOLFGANG MEILING

Lehrstuhl für Kernspektroskopie der TU Dresden

In der Impulstechnik, speziell in der kernphysikalischen Elektronik, werden Anodenbasisverstärker, gewöhnlich als Katodenfolger bezeichnet (engl. cathode follower), erweitert angewendet. Die Berechnung des Katodenfolgers ist in der Literatur sehr häufig durchgeführt worden (siehe z. B. [1]). Der White-Katodenfolger stellt eine Abwandlung des einfachen Katodenfolgers dar und bietet ihm gegenüber gewisse Vorteile. In der Literatur findet man für Verstärkung und Ersatzinnenwiderstand (Ausgangswiderstand) meist nur Näherungsgleichungen, die bei Unkenntnis der Vernachlässigungen falsch angewendet werden können. Diese Gleichungen werden im folgenden abgeleitet und daraus Schlußfolgerungen über die Aussteuerbarkeit gezogen.

Das Schaltbild des White-Katodenfolgers „WKF" ist im Bild 1a dargestellt. Aus dem Ersatzschaltbild (Bild 1b) lassen sich folgende Beziehungen ablesen:

$$i_1 (R_{i1} + r + R_L) - i_2 \cdot R_L = \mu_1 \cdot \overline{U}_1 \tag{1}$$

$$-i_1 \cdot R_L + i_2 (R_{i2} + R_L) = \mu_2 \cdot \overline{U}_2 \tag{2}$$

$$U_a = (i_1 - i_2) R_L \tag{3}$$

$$\overline{U}_1 = U_e - U_a = U_e - i_1 \cdot R_L + i_2 \cdot R_L \tag{4}$$

$$\overline{U}_2 = -r \cdot i_1 \tag{5}$$

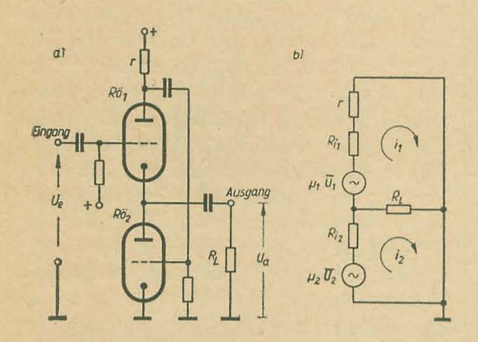


Bild 1: White-Katodenfolger, a) Prinzip, b) Ersatzschaltbild

Nach Einsetzen der Gleichungen (4) und (5) in (1) und (2) erhält man

$$i_1 = \frac{\mu_1 \cdot U_e (R_{i2} + R_L)}{D} \tag{6}$$

$$i_2 = -\frac{\mu_1 \cdot U_e (\mu_2 \cdot r - R_L)}{D} \tag{7}$$

mit $D = (R_{i2} + R_L) [R_{i1} + r + (\mu_1 + 1) R_L] + (\mu_2 \cdot r - R_L) (\mu_1 + 1) R_L$.
Zusammen mit Gleichung (3) ergibt sich dann für die Ausgangsspannung:

$$U_a = U_e \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu_1}\left[1 + \frac{R_{i1} + r + \frac{R_{i1} \cdot R_{i2} + R_{i2} \cdot r}{R_L}}{R_{i2} + \mu_2 \cdot r}\right]} \tag{8}$$

Die Ausgangsspannung für den Leerlauf ist nach Gleichung (8) mit $R_L \to \infty$:

$$U_{al} = U_e \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu_1}\left[1 + \frac{R_{i1} + r}{R_{i2} + \mu_2 \cdot r}\right]} \tag{9}$$

Aus dem Ersatzschaltbild Bild 2 folgt die Beziehung

$$U_a = U_{al} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z}$$

und für den Ersatzinnenwiderstand

$$Z = \left(\frac{U_{al}}{U_a} - 1\right) R_L \tag{10}$$

Eine kurze Rechnung liefert für den Ersatzinnenwiderstand des WKF

$$Z = \frac{R_{i2} (R_{i1} + r)}{(\mu_1 + 1) (R_{i2} + \mu_2 \cdot r) + R_{i1} + r} \tag{11}$$

Bei den üblichen Trioden und Pentoden gilt $R_i \gg r$ und $\mu \gg 1$, so daß für Leerlaufspannung und Ersatzinnenwiderstand näherungsweise geschrieben werden kann:

$$U_{al} \approx U_e \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{S_1 (R_{i2} + \mu_2 \cdot r)}} \tag{12}$$

und

$$Z \approx \frac{1}{S_1 (1 + S_2 \cdot r)} \tag{13}$$

Diese Näherungsformeln sind in der Literatur vielfach angegeben (z. B. [2]).
Damit durch R_L gleich große Wechselströme fließen (Gegentaktaussteuerung), muß nach (6) und (7) gelten:

$$i_1 = -i_2$$

und

$$R_{i2} + R_L - \mu_2 \cdot r + R_L = 0$$

Damit ist:

$$r = \frac{R_{i2}}{\mu_2} + \frac{2 \cdot R_L}{\mu_2} = \frac{1}{S_2} + \frac{2 \cdot R_L}{\mu_2} \tag{14}$$

Wird r nach Gleichung (14) gewählt, so ergibt sich unter der Näherung $R_L \ll R_i$ und $\mu \gg 1$ mit (12) und (13):

$$U_{al} \approx U_e \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{2 \cdot S_1 \cdot R_{i2}}} \tag{15}$$

und

$$Z \approx \frac{1}{2 \cdot S_1} \tag{16}$$

Diese Näherungsgleichungen gelten also nur für den speziellen Wert von r nach Gleichung (14).
Die vorstehenden Gleichungen sind unter der Annahme linearer Kennlinien und ohne Berücksichtigung des Frequenzganges abgeleitet worden. In das Ersatzschaltbild können parasitäre und Lastkapazitäten eingefügt werden, jedoch sind im allgemeinen Fall umfangreiche Rechnungen notwendig, die zu sehr unübersichtlichen Gleichungen führen. Für den Eingangswiderstand des WKF ergeben sich in erster Näherung dieselben Werte, wie sie vom einfachen Katodenfolger bekannt sind.
Der Ersatzinnenwiderstand Z des WKF wurde für verschiedene Röhrentypen in Abhängigkeit vom Anodenwiderstand r untersucht (Bild 3). Hierzu wurden Sinusspannungen benutzt (Frequenz zwischen 0,5 und 1 MHz, Amplitude etwa 200 mV_{ss}) und aus dem Abfall der Ausgangsspannung des WKF bei Belastung der Ersatzinnenwiderstand ermittelt. Im Bild 3 sind weiterhin die theoretischen Werte nach den Gleichungen (11) und (13) eingetragen. Die Näherungsgleichung (13) ergibt für große Werte von r zu kleine Werte für den Ersatzinnenwiderstand. Es können zwar Ersatzinnenwiderstände kleiner als 10 Ω erreicht, jedoch praktisch kaum ausgenutzt werden, wie später gezeigt wird. Sehr kleine Ersatzinnenwiderstände in der Größenordnung von 0,5 Ω erhält man mit „aufgestockten" WKF, bei denen viele Röhren hintereinander geschaltet sind [3].

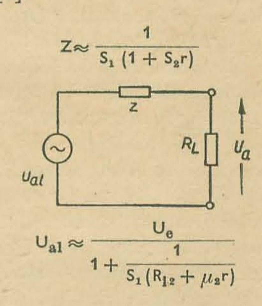


Bild 2: Endgültiges Ersatzschaltbild

Beim Betrachten der Aussteuerbarkeit des WKF ist es zweckmäßig, von den Gleichungen (6), (7) und (8) auszugehen. Zunächst sei R_L und $r \ll R_{i1}$ und R_{i2} sowie μ_1 und $\mu_2 \gg 1$. Damit sind:

$$i_1 \approx U_e \cdot \frac{1}{\frac{1}{S_1} + R_L (1 + S_2 \cdot r)}, \tag{17}$$

$$i_2 \approx -U_e \cdot \frac{1}{R_L + \frac{1 + S_1 \cdot R_L}{S_1 \cdot S_2 \cdot r}}, \tag{18}$$

$$V = \frac{U_a}{U_e} \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{S_1 \cdot R_L (1 + S_2 \cdot r)}}. \tag{19}$$

Es sollen z. B. positive Impulse mit Amplituden bis zu $U_e = +50$ V übertragen werden. Als Röhren werden welche vom Typ EL 83 verwendet ($S \approx 10$ mA/V, Anodenstrom 40 mA, Aussteuerung maximal ± 30 mA), der Lastwiderstand betrage $R_L = 500\,\Omega$.
Der Aussteuerbereich der EL 83 ist dann

$$U = \frac{\Delta i}{S} = \frac{\pm 30 \text{ mA}}{10 \text{ mA/V}} = \pm 3 \text{ V}$$

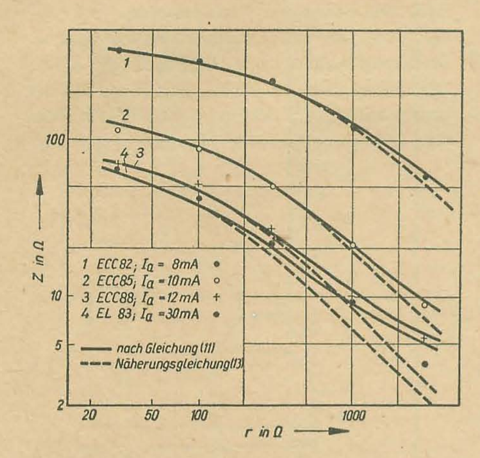


Bild 3: Berechnete und gemessene Werte des Ersatzinnenwiderstandes für verschiedene Röhrentypen

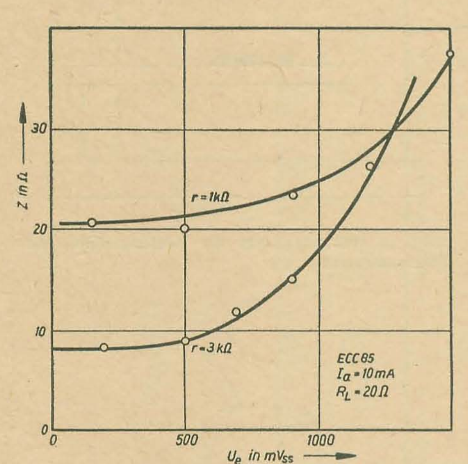


Bild 4: Ersatzinnenwiderstand in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

Die Spannung am Gitter der unteren Röhre ($Rö_2$ im Bild 1) beträgt

$$U = i_1 \cdot r = U_e \frac{r}{\frac{1}{S} + R_L (1 + S \cdot r)} \quad (20)$$

Nach Einsetzen der vorgegebenen Werte in (20) erhält man

$$r \approx 50\,\Omega, \; i_1 \approx 60 \text{ mA}$$

und mit (18) und (19)

$$i_2 \approx -30 \text{ mA}, \; V \approx 0{,}88.$$

Bei Aussteuerung mit 50 V hohen positiven Impulsen muß also $Rö_1$ 60 mA mehr und $Rö_2$ 30 mA weniger Strom ziehen. Bei negativen Eingangsimpulsen $U_e = -50$ V fließt im vorliegenden Fall während der Impulsdauer in $Rö_1$ ein 60 mA kleinerer und in $Rö_2$ ein 30 mA größerer Strom als der Anodengleichstrom. Beträgt dieser nur 40 mA, so muß Übersteuerung auftreten. Wird r größer als $50\,\Omega$ gewählt, dann erhöht sich i_2 zugunsten von i_1; der Aussteuerbereich für negative Impulse wird vergrößert.
Bei Impulsen beiderlei Polarität oder bei Sinusspannungen ist es zweckmäßig, r nach Gleichung (14) zu wählen, im vorliegenden Fall also etwa $120\,\Omega$. In beiden Röhren fließen Wechselströme gleicher Größe. Der Ersatzinnenwiderstand beträgt dann $Z \approx 50\,\Omega$.
Zusammenfassend kann man sagen, daß ein WKF nach Bild 1a nicht in der Lage ist, sehr große Eingangsspannungen zu verarbeiten, wenn die Lastwiderstände kleiner als größenordnungsmäßig 1 kΩ sind. Das Beispiel zeigt, daß in diesen Fällen r klein zu halten ist, so daß schließlich nach (13) der Ersatzinnenwiderstand nur 1,5 ··· 3mal kleiner wird als beim einfachen Katodenfolger. Es ergeben sich also bei der Aussteuerung mit großen Signalen und bei kleinen Lastwiderständen keine extrem niedrigen Ersatzinnenwiderstände, obwohl dies gerade dann notwendig wäre. Man kann deshalb bei positiven Eingangsimpulsen mit gleichem Aufwand zwei einfache Katodenfolger parallel schalten und u. U. bessere Ergebnisse erzielen, da beide Röhren in das Gebiet hoher Anodenströme gesteuert werden.
Bei großen Lastwiderständen (Größenordnung 10 kΩ) ist der WKF weit aussteuerbar. Nach (6) und (7) werden die Ströme i klein gegenüber den Strömen im obigen Beispiel, so daß der Widerstand r Werte in der Größenordnung von 1 kΩ annehmen kann. Es lassen sich kleine Ersatzinnenwiderstände erzielen, obwohl es hier oftmals nicht darauf ankommt.

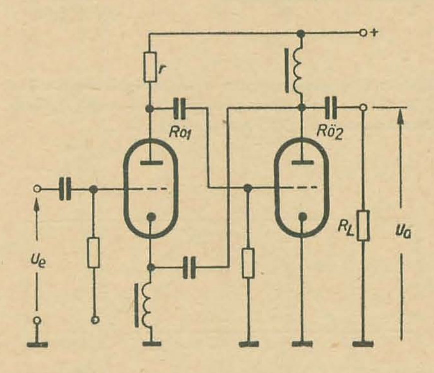


Bild 5: White-Katodenfolger mit parallel geschalteten Röhren

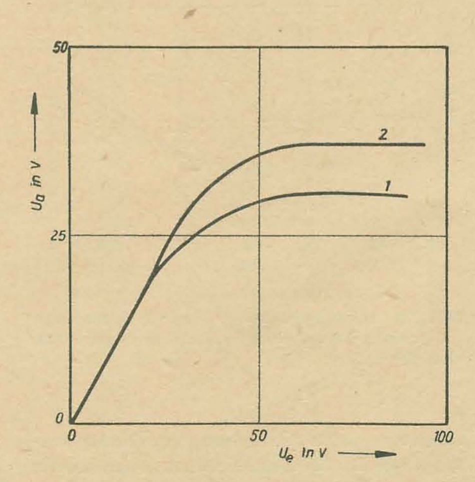


Bild 6: WKF nach Bild 5, Aussteuerung mit negativen Impulsen; Kurve 1: $Rö_1$, $Rö_2$ $I_a = 30$ mA; Kurve 2: $Rö_1$ $I_a = 40$ mA, $Rö_2$ $I_a = 10$ mA

Gegenüber dem einfachen Katodenfolger besitzt der White-Katodenfolger folgende Vorzüge:
1. Übertragung steiler negativer Impulsflanken. Beim einfachen Katodenfolger besteht in diesem Fall die Gefahr, daß die Röhre gesperrt wird und die Ladung der Lastkapazität mit der großen Zeitkonstante $(R_k \| R_L) \cdot C_L$ abfließen muß. Beim WKF wird die Lastkapazität hauptsächlich von der unteren Röhre ($Rö_2$) entladen, die durch den positiven Impuls über r in das Gebiet hoher Anodenströme gesteuert wird. Sehr große Werte von r verschlechtern die übertragbare Flankensteilheit, da die Impulse am Anodenwiderstand r mit der Zeitkonstante $r \cdot C_p$ ansteigen.
2. Kleiner Ersatzinnenwiderstand bei kleinen Signalen (mV ··· V). Der maximal mögliche Wert von r hängt vom Lastwiderstand, vom Aussteuerbereich [siehe Gleichung (20)] und von der zu übertragenden Frequenz ab. Es lassen sich mit großen Werten für r selbst bei Lastwiderständen von etwa $100\,\Omega$ (z. B. reflexionsfrei abgeschlossene Kabel) kleine Ersatzinnenwiderstände erreichen, wenn die Aussteuerung klein bleibt. Bild 4 zeigt, wie weit bei einem Lastwiderstand von etwa $20\,\Omega$ der WKF aussteuerbar ist, bevor Übersteuerung auftritt, die eine Vergrößerung des Ersatzinnenwiderstandes bewirkt. Das ist u. U. bei der Messung von Z zu beachten.
Wegen der besseren Aussteuerbarkeit mit negativen Impulsen verwendet man den WKF anstelle des einfachen Katodenfolgers in Ausgangsstufen z. B. in dem sog. DD 2-Verstärker nach Fairstein [4]. Hier treten positive und negative Ausgangsimpulse bis zu 100 V auf. Der Lastwiderstand muß mindestens in der Größenordnung von 10 kΩ liegen.
Das vorige Beispiel zeigt, daß die beiden Röhren in entgegengesetzter Richtung ausgesteuert werden. Bei der Übertragung von Impulsen einer Polarität ist es daher naheliegend, den Anodengleichstrom in beiden Röhren passend zu wählen, also bei positiven Eingangsimpulsen in $Rö_1$ klein, in $Rö_2$ groß. Die Röhren werden nach Bild 5 parallel geschaltet, lassen daher eine getrennte Einstellung der Arbeitspunkte zu. Die Funktion bleibt ungeändert. Durch die unterschiedlichen Ströme wird die Aussteuerung jedoch nur geringfügig bei negativen Impulsen verbessert, wie die gemessenen Kurven im Bild 6 zeigen. Der Hauptvorteil dieser Schaltung besteht darin, daß eine nur etwa halb so große Speisespannung wie beim WKF nach Bild 1a benötigt wird.

Literatur

]1] R. Gärtner: Nachrichtentechnik 8 (1958) S. 313

[2] F. J. M. Farley: Elements of pulse circuits, London, New York 1958

[3] P. L. Read: Rev. Sci. Instr. 31 (1960) S. 979

[4] E. Fairstein: Rev. Sci. Instr. 27 (1956) S. 475

Rückstreuung der β-Strahlung

Dipl.-Ing. FRIEDRICH BENDEL und Ing. KURT LANGHANS

Physikalische Grundlagen

Zum richtigen Verständnis der im folgenden dargelegten Meßmethode erscheint eine kurze Einführung, in der die Eigenschaften der von den Radionukliden ausgesandten β-Strahlung, ihre Wechselwirkungsprozesse mit Materie und die Methode ihrer Messung kurz erläutert werden, unbedingt angebracht. Die β-Radioaktivität besteht bekanntlich darin, daß sich die Kerne derartiger β-aktiver Nuklide spontan umwandeln, wobei deren Kernladungszahl um eine Einheit zu- oder abnimmt; je nachdem, ob es sich um β^-- oder β^+-Umwandlungen handelt. Dabei wird vom Kern ein β^-- oder ein β^+-Teilchen sowie ein Neutrino emittiert. Die β^--Teilchen sind mit den Elektronen (auch Negatronen genannt) identisch, die auch in der Atomhülle vorkommen und etwa bei der Elektrizitätsleitung in Metallen eine wichtige Rolle spielen. β^+-Teilchen sind Positronen, Elementarteilchen mit genau den gleichen Eigenschaften wie Elektronen, jedoch mit positiver Ladung. Da die meisten technisch interessierenden β-Strahler β^--Teilchen emittieren und die Wechselwirkungen von schnellen Positronen mit Materie bis auf geringe Ausnahmen grundsätzlich die gleichen sind wie die von schnellen Elektronen, soll hier auf eine gesonderte Betrachtung der Positronenstrahlung verzichtet werden. Es sei noch darauf hingewiesen, daß bei elektrostatischen Wechselwirkungen unter sonst gleichen Bedingungen die Kraftwirkung auf ein Positron das entgegengesetzte Vorzeichen aufweist wie die auf ein Elektron. Da außer einem β-Teilchen bei der Kernumwandlung noch ein Neutrino freigesetzt wird und sich der für diese Umwandlung zur Verfügung stehende Energiebetrag nach statistischen Gesetzen auf diese beiden emittierten Teilchen verteilt, ist die β-Strahlung eines beliebigen Radionuklids nicht monoenergetisch, sondern weist ein bestimmtes kontinuierliches Energiespektrum auf, das durch eine bestimmte Maximalenergie gekennzeichnet ist. Diese Maximalenergie ist gleich der Energie, die für die betrachtete Kernumwandlung zur Verfügung steht. Es ist üblich, zur Kennzeichnung des β-Strahlers z. B. in Tabellen usw. die Maximalenergie des β-Spektrums anzugeben. Bild 1 zeigt das Zerfallschema und das Energiespektrum eines β-Strahlers.

Die Wechselwirkung der β-Teilchen mit den Atomen der durchstrahlten Materie läßt sich in folgende Prozesse einteilen:

1. Streuung an den Atomkernen
2. Streuung an den Hüllenelektronen
3. Bremsung verbunden mit der Emission von Röntgenstrahlung

Die Streuvorgänge an den Atomkernen lassen sich mit der Rutherfordschen Streuformel beschreiben. Da der nach der Rutherfordschen Streuformel berechnete Wirkungsquerschnitt für die Streuung mit Z^2 wächst (wobei Z die Kernladungszahl des streuenden Kerns ist), nimmt also die Streuung an den Atomkernen mit dem Quadrat der Ordnungszahl des durchstrahlten Stoffes zu. Die Streuung an den Hüllenelektronen steht mit der Anzahl der vorhandenen Hüllenelektronen im Zusammenhang, d. h., dieser Prozeß nimmt linear mit der Ordnungszahl zu. Die Streuung an Hüllen-

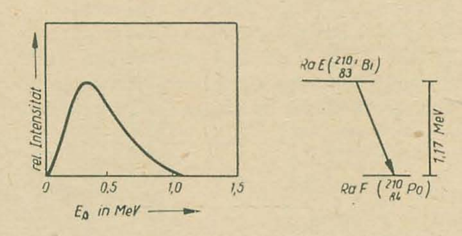


Bild 1: Energiespektrum und Zerfallschema des β-Strahlers RaE (Energiespektrum nach [1], Zerfallschema nach [2] vereinfacht)

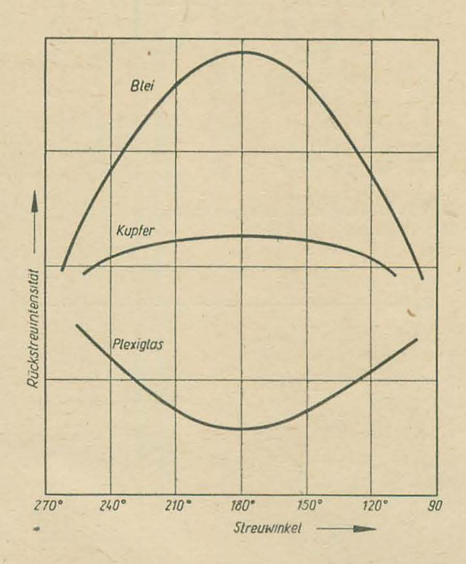


Bild 2: Winkelverteilung der rückgestreuten β-Strahlung für verschiedene Reflektormaterialien nach [3]

elektronen kann nicht durch die Rutherfordsche Streuformel beschrieben werden, da die Voraussetzung für diese Formel ist, daß das streuende Teilchen eine Masse hat, die groß gegenüber der Masse des gestreuten Teilchens ist, d. h., daß der gemeinsame Schwerpunkt der beiden Teilchen durch den Ort des streuenden Teilchens repräsentiert wird. Wenn diese Bedingung nicht erfüllt ist, verringert sich mit abnehmender Masse des streuenden Teilchens der Streuwinkel, d. h., die Winkelverteilung der gestreuten Teilchen verlagert sich mehr und mehr zugunsten einer Vorwärtsstreuung. Bei der Streuung an Elektronen ist die Masse der beiden Teilchen gleich groß, somit ist eine beträchtliche Abweichung von der Rutherfordschen Streuformel zu erwarten.

Die Emission von Röntgenstrahlung bei der Bremsung nimmt noch stärker als die Streuung mit wachsender Ordnungszahl zu. Bei der Untersuchung der Rückstreuung ist sie nicht von Interesse. Aus der Diskussion der Pro-

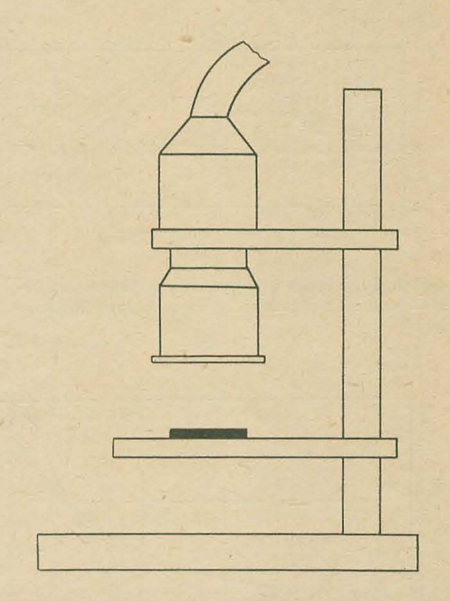


Bild 3: Meßanordnung für Glockenzähler aus Stativmaterial

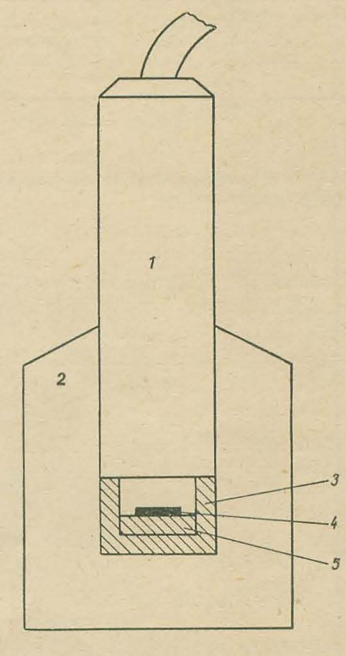


Bild 4: Meßanordnung für Szintillationszähler
1 — Szintillationszähler
2 — Bleiabschirmung
3 — Kunststoffauskleidung
4 — Präparat
5 — Präparatträger

zesse kann man entnehmen, daß die Intensität der an einem entsprechenden Objekt rückgestreuten β-Strahlung von mehreren Faktoren, insbesondere der Ordnungszahl des Materials und den geometrischen Bedingungen abhängt. Die Winkelverteilung rückgestreuter β-Strahlung für verschiedene Reflektormaterialien zeigt Bild 2.

Man sieht, daß bei Stoffen aus vorwiegend Elementen niedriger Ordnungszahl (Plexiglas) die Winkelverteilung bei 180° ein Minimum aufweist, was darauf zurückzuführen ist, daß die Streuung an den Hüllenelektronen einen wesentlichen Beitrag liefert (bei Wasserstoff ist eine Streuung an einem Elektron etwa ebenso wahrscheinlich wie eine an einem Kern), und bei der Streuung an Hüllenelektronen die Streuung um kleine Winkel bevorzugt ist. Bei Materialien hoher Ordnungszahl zeigt sich dagegen bei 180° ein Maximum, was auf den stärkeren Anteil der Streuungen an Kernen zurückzuführen ist. Im folgenden wird zunächst der störende Einfluß der Rückstreuung auf Probenmessungen und im Anschluß daran die Ausnutzung der Rückstreuung für meßtechnische Zwecke beschrieben.

Fälschung von Meßergebnissen durch Rückstreuung

Bei der Messung β-strahlender Präparate, die gewöhnlich mit Hilfe einer Meßanordnung entsprechend Bild 3, Bild 4 oder Bild 5 durchgeführt wird, können infolge der oben behandelten Rückstreuung Meßfehler auftreten. Als rückstreuende Teile der Meßanordnung kommen dabei die Abschirmung (bei Verwendung von Meßkammern) und ganz besonders der Präparathalter in Frage. Um den auftretenden Rückstreufehler quantitativ zu erfassen, wurden folgende Versuche durchgeführt:

Zur Messung wurde eine Meßanordnung entsprechend Bild 6 aufgebaut, wobei besonders berücksichtigt wurde, daß keine kompakten Gegenstände bzw. Teile der Meßanordnung in der Nähe des Präparates angebracht wurden. Als Präparatehalter sowie als Halter für die Rückstreufolien bzw. -bleche wurden Drahtringe verwendet, die an Stativen befestigt waren. Das Präparat selbst (etwa $25\,\mu c\ ^{32}P$) wurde auf einer Zellophanfolie angebracht, die auf einem Pappring aufgezogen war. Die Zählrohrhalterung wurde aus Decelith, ebenfalls unter Vermeidung großer und kompakter Teile angefertigt. Die Messungen wurden so durchgeführt, daß zunächst die Zählrate des Präparates ohne Rückstreufolie gemessen wurde. Dann wurden, ohne die Zählgeometrie zu verändern, unter dem Präparat Rückstreufolien bzw. -bleche verschiedener Dicke angebracht und jedesmal die Zählrate bestimmt. Als Rückstreumaterial diente Aluminium. Dabei wurde zunächst eine Zunahme der Zählrate beobachtet, die nahezu der Dicke der Rückstreufolie proportional war. Mit zunehmender Dicke der Rückstreufolie wird jedoch die Zunahme der Zählrate geringer, bis schließlich die Zählrate bei weiterer Vergrößerung der Dicke der Rückstreufolie nicht mehr zunimmt, d. h., die entsprechende Kurve (Bild 7) zeigt ein Sättigungsverhalten. Der Grund für dieses Verhalten ist darin zu sehen, daß die β-Strahlung nur eine begrenzte Reichweite hat und von einer gewissen Tiefe ab die rückgestreuten β-Teilchen nicht mehr aus der Folie austreten,

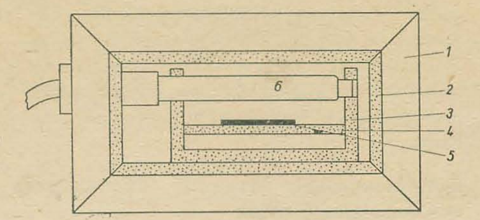


Bild 5: Meßanordnung für Mantelzählrohr
1 — Bleikammer
2 — Plexiglasauskleidung
3 — Halter für Präparatträger
4 — Präparatträger
5 — Präparat
6 — Zählrohr

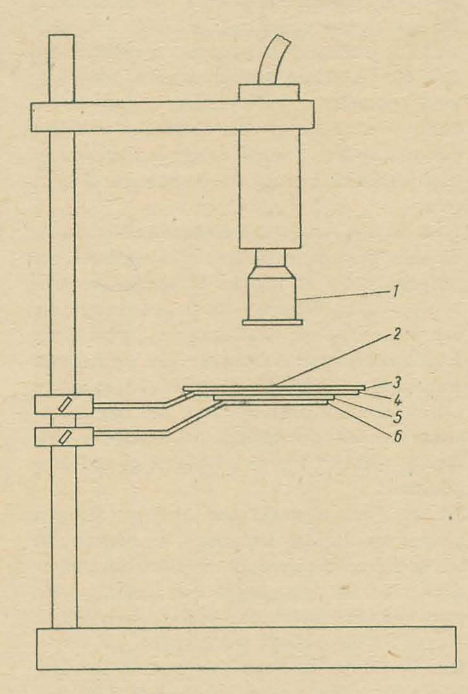


Bild 6: Meßanordnung zur Bestimmung des Rückstreukoeffizienten
1 — Zählrohr
2 — Präparat
3 — Pappring mit aufgezogener Zellophanfolie als Präparatträger
4 — Drahtring
5 — rückstreuende Präparatunterlage
6 — Drahtring

sondern auf dem Rückweg in ihr absorbiert werden.

Bild 8 zeigt die Ergebnisse, die mit verschiedenen β-Strahlern und verschiedenen Rückstreumaterialien gewonnen wurden.

Es wurde jedesmal nur die Rückstreuung im Sättigungsgebiet gemessen und der ermittelte Sättigungsrückstreukoeffizient k_{RS}, das ist das Verhältnis der Zählraten mit und ohne Rückstreufolie, über der Ordnungszahl des Rückstreumaterials aufgetragen.

Dickenmessung mit Hilfe der β-Rückstreuung

Die Rückstreuung der β-Strahlung kann zum Messen der Dicke von Folien und dünnen Blechen benutzt werden. Die Meßanordnung wird dabei so gewählt, daß nur die rückgestreute β-Strahlung den Detektor erreichen kann. Die Bilder 9, 10 und 11 zeigen die für derartige Messungen möglichen Anordnungen von Präparat und Detektor.

Auf Bild 9 ist eine Anordnung mit ringförmigem Präparat und einem Glockenzählrohr dargestellt. Dieses Verfahren zeichnet sich durch seine günstige Geometrie aus. Eine große Fläche des Meßkörpers wird bestrahlt, und das ganze Zählrohrfenster bleibt frei für die reflektierte Strahlung, da sich kein Präparatehalter vor dem Fenster befindet. Da die Herstellung gleichmäßiger ringförmiger Präparate nicht ganz einfach ist, benutzt man jedoch oft Anordnungen mit Präparaten geringer Ausdehnung, die ohne größere Mühe hergestellt bzw. fertig bezogen werden können.

Im Bild 10 ist das Präparat vor der Mitte des Zählrohrfensters angebracht. Mit einer derartigen Meßsonde wurden auch die im folgenden beschriebenen Messungen durchgeführt. Das seitliche Anbringen des Präparates entsprechend Bild 11 ist weniger üblich, da diese Anordnung schwer reproduzierbar ist. Man wird sie nur dann anwenden, wenn kein kleines Präparat, sondern nur ziemlich ausgedehnte Präparate zur Verfügung stehen.

Auf jeden Fall muß zur Verbesserung der Meßgenauigkeit das Präparat vollständig gegenüber dem Detektor abgeschirmt sein. Aus diedem Grunde eignen sich für derartige Messungen reine β-Strahler am besten. Als Detektor kann natürlich anstelle eines Glockenzählrohres auch ein Szintillationszähler oder eine Ionisationskammer verwendet werden. Bei den Messungen ist zu beachten, daß die Rückstreuintensität stark von den geometrischen Bedingungen abhängt. Bei großem Abstand Sonde — Meßkörper ist die Rückstreuintensität, wie zu erwarten, gering und nimmt mit abnehmendem Abstand zu. Nach Durchlaufen

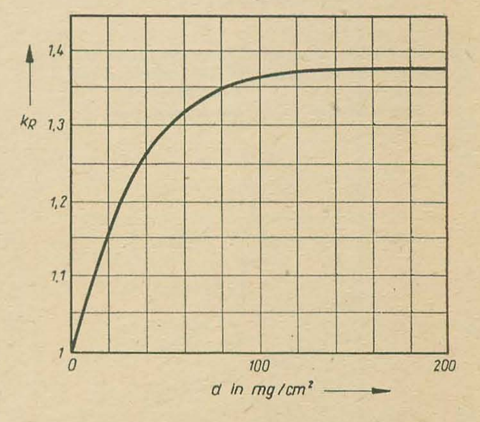


Bild 7: Rückstreukoeffizient K_R (Verhältnis der Zählrate mit und ohne rückstreuender Präparatunterlage) in Abhängigkeit von der Dicke der Präparatunterlage

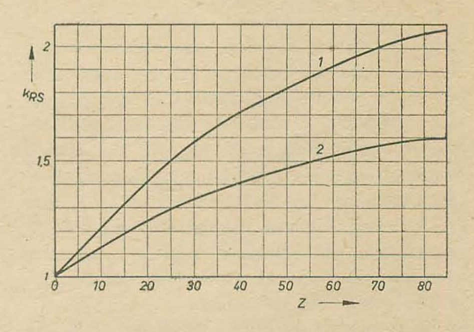


Bild 8: Der Sättigungs-Rückstreukoeffizient K_{RS} in Abhängigkeit von der Ordnungszahl der Präparatunterlage
Kurve 1 für P-32
Kurve 2 für Tl-204

eines Maximums nimmt bei weiterer Verringerung des Abstandes die Rückstreuintensität wieder stark ab, was darauf zurückzuführen ist, daß die rückgestreute Strahlung bei geringem Abstand zum größten Teil in der das Präparat umgebenden Abschirmung absorbiert wird und nur ein kleiner Teil an der Abschirmung vorbei zum Detektor gelangt.

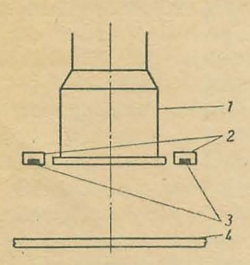


Bild 9: Rückstreumeßanordnung zur Dickenmessung mit ringförmigem Präparat und Glockenzählrohr
1 — Zählrohr 3 — Präparat
2 — Abschirmung 4 — Meßkörper

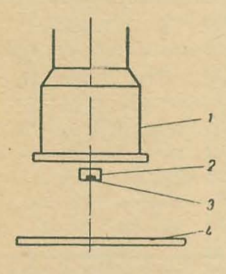


Bild 10: Meßanordnung mit zentral angebrachtem Präparat vor der Mitte des Zählrohrfensters
1 — Zählrohr 3 — Präparat
2 — Abschirmung 4 — Meßkörper

Bild 11: Meßanordnung mit seitlich angebrachtem Präparat
1 — Zählrohr 3 — Präparat
2 — Abschirmung 4 — Meßkörper

Die Messungen werden zweckmäßigerweise bei dem Abstand durchgeführt, der dem Maximum der Rückstreuintensität entspricht (oft als optimaler Abstand bezeichnet), weil an dieser Stelle eine Änderung des Abstandes einen geringeren Fehler in der Rückstreuintensität zur Folge hat als an einer anderen Stelle.
Bild 12 zeigt Kurven, die mit Hilfe einer Meßanordnung entsprechend Bild 10 gewonnen wurden. Als Präparat wurde ^{90}Sr (im Gleichgewicht mit ^{90}Y) verwendet.
Man kann den Kurven entnehmen, daß die Dicke von Folien bzw. Blechen bis zu einer Flächenmasse von etwa 100 mg/cm² mit einer solchen geeichten Anordnung gemessen werden kann. Diese Meßmethode zeichnet sich gegenüber anderen Dickenmeßmethoden dadurch aus, daß der Meßkörper nur von einer Seite zugänglich zu sein braucht und die Messung berührungslos erfolgt, was für bestimmte meßtechnische Probleme von Vorteil sein kann.

Zerstörungsfreie Messung der Dicke von Auflageschichten

Eine weitere Anwendungsmöglichkeit der β-Rückstreuung besteht in der zerstörungsfreien Messung der Dicke von Auflageschichten. Die Meßanordnung ist dabei die gleiche wie bei der oben beschriebenen Dickenmessung. Man nutzt die Abhängigkeit des Rückstreuvermögens von der Ordnungszahl aus. Voraussetzung für solche Messungen ist, daß die Ordnungszahl der Auflage genügend von der Ordnungszahl der Unterlage verschieden ist. Außerdem muß entweder die Dicke der Unterlage bekannt oder größer als die entsprechende Sättigungsdicke sein. Die Dicke der Auflageschicht muß natürlich kleiner als die Sättigungsdicke sein.
Ist z. B. die Dicke der Unterlage größer als die Sättigungsdicke und die Ordnungszahl der Auflage größer als die der Unterlage, so wird bei der Auflagedicke 0 (Unterlage unbelegt) die der Unterlage bei Sättigung entsprechende Rückstreuintensität gemessen. Mit wachsender Auflagedicke steigt die Rückstreuintensität an bis zu einem Sättigungswert, der der Rückstreuintensität der Auflage bei Sättigung entspricht (Bild 13 Kurve 1 Bleiauflage auf Aluminium).
Ist die Ordnungszahl der Auflage dagegen kleiner als die der Unterlage, so nimmt mit wachsender Auflagedicke die Rückstreuintensität vom Sättigungswert der Unterlage bis zum Sättigungswert der Auflage ab (Bild 13 Kurve 2 PVC-Auflage auf Kupfer).
Das Verfahren ist besonders zum Messen der Dicke von Lack- oder Emailleschichten auf Metallteilen, der Dicke von Edelmetallüberzügen usw. geeignet.
Beim Messen sehr dünner Auflageschichten kann die Empfindlichkeit der Messung durch das Verwenden weicherer β-Strahlung erhöht werden.
Eine weitere Möglichkeit, die Rückstreuung der β-Strahlung zu meßtechnischen Zwecken auszunutzen, sei noch erwähnt:
Da das Rückstreuvermögen von der Ordnungszahl abhängt, kann man mit Hilfe einer Rückstreuanordnung unter Verwendung einer entsprechenden Eichkurve die effektive Ordnungszahl eines Meßkörpers bestimmen. Dieses Verfahren kann etwa zur Kontrolle der gleichbleibenden Zusammensetzung eines Produktes oder aber zum Bestimmen des Anteils einer Komponente in einem Gemisch zweier Stoffe sehr unterschiedlicher Ordnungszahl herangezogen werden.

Literatur

[1] W. Espe und A. Kuhn: Elementare Grundlagen der Kernphysik; Akad. Verlagsgesellschaft Geest und Portig KG, Leipzig, 1960
[2] W. Kunz und J. Schindtlmeister: Tabellen der Atomkerne, Teil 1 Band 2: Akademie-verlag, Berlin, 1959
[3] S. Koch: Radioaktive Strahlenquellen in der Technik; VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, Leipzig, 1960

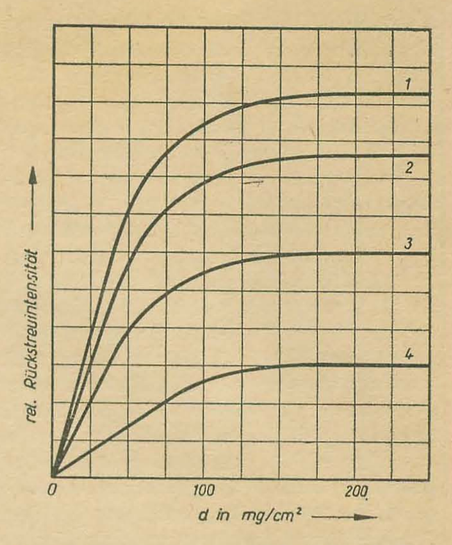


Bild 12: Relative Rückstreuintensität in Abhängigkeit von der Dicke des Meßkörpers bei Verwendung von ^{90}Sr als Strahlenquelle
Kurve 1 für Blei Kurve 3 für Kupfer
Kurve 2 für Zinn Kurve 4 für Aluminium als Meßkörper

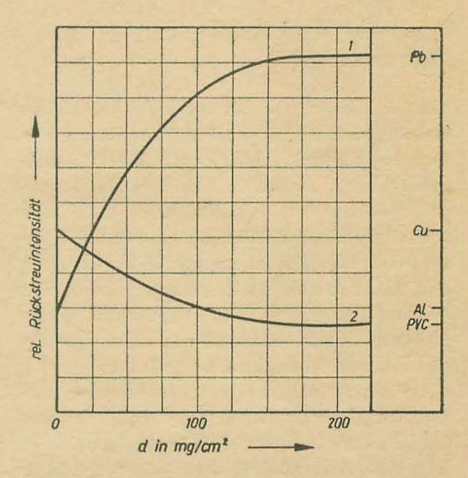


Bild 13: Relative Rückstreuintensität in Abhängigkeit von der Dicke der Auflage auf einer dicken Unterlage Strahlenquelle ^{90}Sr
Kurve 1 Bleiauflage auf Aluminium
Kurve 2 PVC-Auflage auf Kupfer
Rechts daneben sind die relativen Rückstreuintensitäten bei Sättigung für die verwendeten Materialien angegeben

Radioaktive Isotope helfen Erzaufbereitung automatisieren

Kernreaktionen, die durch α-Teilchen, γ-Quanten und Neutronen erregt werden, kommen in der Sowjetunion bei der Kontrolle der Aufbereitung von Erzen verschiedener Nichteisenmetalle und seltener Metalle erfolgreich zur Anwendung, berichtete Igor Plaksin, Korrespondierendes Mitglied der Akademie der Wissenschaften der UdSSR. Er sprach auf einer Konferenz über die Anwendung radioaktiver Isotope in der Kohlenindustrie und im Erzbergbau in Leningrad.
Die auf Grund dieser Reaktionen entwickelten Kontrollmethoden ermöglichen es, den Gehalt der zu analysierenden Elemente in den Aufbereitungsprodukten innerhalb von fünf bis fünfzehn Minuten, also viel schneller als bei jedem anderen Verfahren, zu ermitteln. Dadurch seien die Voraussetzungen für die großzügige Automatisierung der Aufbereitungsprozesse geschaffen worden, betonte Plaksin.

Referate

M. v. Ardenne und G. Böhme

Über die Möglichkeit des Nachrichtenempfanges von fremden Planetensystemen

Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 1 (1961) S. 2 ··· 5

Nachdem im amerikanischen Schrifttum in den Jahren 1959 und 1960 mehrfach Veröffentlichungen erschienen waren, daß Versuche unternommen würden, Nachrichten von anderen Planetensystemen zu empfangen, unterziehen sich im vorliegenden Beitrag die Verfasser der Aufgabe, eine Abschätzung über die Erfolgschancen derartiger Unternehmen auf nachrichtentheoretischer Basis zu geben.
In der Einleitung werden die astronomischen Grundlagen und die außerhalb der Nachrichtentechnik liegenden Möglichkeiten angedeutet, während im zweiten Abschnitt die Entfernungsgleichung einer Nachrichtenverbindung (nach Fränz) geeignet modifiziert wird. Im dritten und letzten Abschnitt wird der Stand der gegenwärtigen Technik analysiert und die Schlußfolgerung gezogen, daß mit Antennengewinnwerten von 10^4 und Senderleistungen von 1 MW im Zentimeterwellengebiet eine gerichtete Nachrichtenverbindung mit den zehn Lichtjahre entfernten Sternen Tau Zeti und Epsilon Eridani möglich ist. Die Tabelle im Anhang betrachtet den Energieaufwand für klassische Nachrichtenverfahren bei zehn Lichtjahren Entfernung.
Auf Probleme der Zielauffindung und Nachführung des Spiegels, auf Korrelationsempfangsverfahren und die Verringerung der Kanalkapazität durch die Entfernung geht der Artikel nicht ein.
Der vorliegende Beitrag zeigt wieder einmal deutlich das rasche Wachstum der modernen Nachrichtentechnik, mit deren Entwicklung v. Ardenne nun seit mehr als 30 Jahren verbunden ist. Es ist kennzeichnend für den Autor, daß er meist am Rande liegende Probleme aufgreift und für einen weiten Kreis verständlich darstellt.

Fischer

Fachbücher

W. Taeger

UKW- und Fernseh-Empfangsantennen

VEB Verlag Technik, Berlin, 1961

176 Seiten, 145 Bilder, 13 Tafeln, Kunstleder etwa 11,60 DM

Einführung und steigende Verbreitung des UKW-Hörrundfunks und des Fernsehfunks geben den Hausdächern das charakteristische Aussehen der Neuzeit: Antennenwälder mit Antennengebilden der verschiedensten Art. Da man nicht mehr, wie bei längeren Wellen, „einfach einen Draht ziehen " kann, ist es erforderlich, sich mit den physikalisch-technischen Voraussetzungen für einen einwandfreien Empfang im UKW- und Fernsehgebiet auseinanderzusetzen. Mit der „Strahlungsverteilung auf der Antenne" und mit der „Leitungstheorie" befassen sich daher die ersten Kapitel in dem Büchlein des durch seine zahlreichen Fachartikel bekannten Autors. Ausgehend von der Ausbreitung kurzer und ultrakurzer Wellen werden dann die grundlegenden Forderungen an die Antennen herausgestellt.
Mathematisch wird dabei nur das gebraucht, was zum Verständnis der Vorgänge in der Antenne und den Zuleitungen unbedingt erforderlich ist. Die Kenntnis dieser Zusammenhänge ist aber notwendig, weil es in der UKW- und erst recht in der Dezimeterwellentechnik z. B. besonders darauf ankommt, möglichst fehlerfreie Übergänge zwischen Antenne und Leitung und Empfängereingang zu erhalten.
Das Kernstück des Buches bildet dann die ausführliche Beschreibung der verschiedensten Antennentypen einschließlich UHF (Band IV/V) — Fernsehen mit den wichtigsten Daten für den Anwender (Fußpunktwiderstand, Antennengewinn usw). Nomogramm und Kurventafeln ermöglichen dem Benutzer die Berechnung von bestimmten Antennenformen, wenn er z. B. gezwungen ist, aus eigenem Material eine Antenne zu bauen. Bei der Beschreibung empfangsmäßig gleichwertiger Antennen vermißt man jedoch eine explizite Abschätzung der Typen gegeneinander.
Die für die Praxis wichtigen Zusammenhänge werden recht anschaulich gebracht, so u. a. der Einfluß der Kabellänge auf die zur Verfügung stehende Empfängereingangsspannung.
Besonders zu begrüßen ist ein längeres Kapitel über Gemeinschaftsantennenanlagen, denen im Rahmen des Wohnungsbauprogramms eine immer größere Bedeutung zukommt. Sie werden künftig genauso zur Installation eines Hauses gehören — und gehören z. T. schon — wie die anderen Versorgungsleitungen (Strom, Telefon, Wasser usw.), wenn auch einige Stellen diese Notwendigkeit noch nicht wahr haben wollen. Die Kenntnis der bei Gemeinschaftsantennen zusätzlich auftretenden Bedingungen ist daher für den Antennenbauer, aber auch für den interessierten Benutzer dringend notwendig.
Das Kapitel „Antennenzubehör" gibt dem Praktiker wertvolle Tips für die Werkstattarbeit, wie Anschaltung mehrerer Empfänger an eine Antenne, Abschwächer für zu hohe Eingangsspannungen usw.
Einige kleinere Mängel sollen jedoch nicht verschwiegen werden: Bild 23 zeigt die Horizontalcharakteristik einer Yagi-Antenne mit 1 bis 11 Direktoren. Da der Maximalwert aller Charakteristiken in der Zeichnung auf den Pegel „Eins" bezogen ist, ergibt sich ein völlig falscher Eindruck über den Sinn der Direktoren. Tatsächlich müßte die Zeichnung so ausgeführt sein, daß die schlankeren Keulen jeweils länger sind, und zwar um den richtigen Faktor, um den Hauptzweck der Direktoren zu kennzeichnen, nämlich den Antennengewinn.
Für Bild 50 hätte man richtiger DDR-Kabel heranziehen sollen (und können). — Mehrmals werden nur Tatsachen gebracht, obwohl eine Begründung in einfacher Form gegeben werden könnte, die dem Leser die Zusammenhänge besser klar machen würde. Der Wert des Buches wird jedoch durch solche kleinen Mängel für den angesprochenen Leserkreis nicht herabgesetzt.

Dr. Rohde

Dr.-Ing. K. Lauterjung

Untersuchung symmetrischer Hochfrequenzleitungen

Forschungsberichte des Landes Nordrhein-Westfalen Nr. 824.

Westdeutscher Verlag Köln und Opladen, 1960

77 Seiten

Bisher sind in der Meßtechnik stets koaxiale Leitungen verwandt worden. Der Verfasser untersucht eine symmetrische abgeschirmte Leitung hinsichtlich Verhalten und konstruktiver Form. Bei symmetrischen Leitungen können Gleich- und Gegentaktwellen auftreten, für die Messung der Eigenschaften mancher symmetrischer Antennen wäre jedoch eine symmetrische Meßleitung erwünscht.
Zunächst wird die symmetrische abgeschirmte Leitung als Fall zweier gekoppelter HF-Leitungen theoretisch behandelt, dann wird der Abschlußwiderstand an Hand seiner Streumatrix besprochen, und es werden die symmetrischen Reflexionskoeffizienten definiert. Als wichtigste Schlußfolgerung hieraus wird gefordert, daß der Abschlußwiderstand präzis symmetrisch sein muß.
Bei einer als Meßleitung verwendeten symmetrischen abgeschirmten Leitung kann sowohl eine symmetrische als auch eine unsymmetrische Abtastung erfolgen. Im weiteren Verlaufe der Arbeit werden konstruktive Besonderheiten einer symmetrischen Meßleitung besprochen und die ausgeführte Konstruktion wird beschrieben. Es wurde im Frequenzbereich von 150 bis 600 MHz ein Fehler von nur 0,7% erreicht. Als Anwendungsbeispiel wurde der Fußpunktwiderstand eines Dipols und eines Schleifendipols mit dieser Meßleitung gemessen. Ein Literaturverzeichnis mit fünf Quellen rundet die Arbeit ab.
Man kann abschließend sagen, daß die Arbeit wissenschaftlich interessant ist, jedoch wird man in der Praxis meist einen breitbandigen Symmetriertransformator verwenden und mit der herkömmlichen Koaxialmeßleitung messen. Es sind jedenfalls keine industriell gefertigten symmetrischen Meßleitungen bisher bekanntgeworden. Die Darstellung ist gut gegliedert und leicht lesbar.

Fischer

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Radio- und Elektronik-Monographien für den Praktiker

Herausgeber: Ing. Heinz Richter

Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart

Zwei Ausgaben einer sehr interessant erscheinenden Reihe liegen jetzt dem Rezensenten vor.

Dr. Konstantin Apel

Elektronische Zählschaltungen

147 Seiten, 50 Bilder, kart. 9,80 DM

Nach grundsätzlichen Ausführungen folgen die Abschnitte Selbstschwingende Zählschal-

tungen, Integrierende Zählschaltungen, Ringzählerschaltungen, Binäre und Ternäre Zählschaltungen, Dekatron-, EZ10-, E1T- und Trochotron-Zählschaltungen, Ableseverfahren, Impulsformerschaltungen, Amplitudendiskriminatoren, Koinzidenz- und Torschaltungen sowie Vorwahlschaltungen. Ein umfangreiches Literatur- und Quellenverzeichnis ergänzt den gebotenen Stoff in wertvoller Weise. Das Buch gibt also eine Zusammenfassung der verschiedenen Zählmethoden und ihrer Eigenschaften. Auf eine mathematische Behandlung der Zählkreise wurde verzichtet. Der Autor vermittelt hier einen umfassenden Einblick in dieses wichtige Teilgebiet der Elektronik, der besonders den Fachleuten der Rechentechnik, der kontaktlosen Fernmeldetechnik und der Meß- und Steuerungstechnik von Nutzen sein wird.

Rolf Hahn

Digitale Steuerungstechnik

Theorie und Praxis in elementarer Darstellung

152 Seiten, 75 Bilder, kart. 9,80 DM

Dem Autor gelang es mit diesem Buch, den Leser in dieses interessante Teilgebiet der Informationsverarbeitung gut einzuführen. In anschaulicher Weise vermittelt er die unmittelbare Verbindung zwischen Natur und Technik auf dem Gebiete der Informationsverarbeitung. Es folgen u. a. eine Gegenüberstellung von digitaler und analoger Signalverarbeitung, Ausführungen über die Algebra der Logik sowie über die Schaltungsalgebra, Bauelemente der digitalen Signalverarbeitung und ein Abschnitt über kontaktlose digitale Steuerungen. Ausführliche Literaturhinweise bilden den Abschluß. Es wird hier derselbe Leserkreis angesprochen wie bei dem oben angeführten Titel. *Jancke*

Diese Bände sind nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

Ramo/Whinnery

Felder und Wellen in der modernen Funktechnik

Übersetzung aus dem Amerikanischen

590 Seiten, 245 Bilder, 64,— DM

Felder und Wellen spielen eine wichtige Rolle in der Hochfrequenztechnik, insbesondere bei Frequenzen über 1000 MHz. Die Lösung der vielfältigen Probleme dieses Frequenzbereiches erfordert neben zahlreichen neuen Begriffen zum Teil einen erheblichen mathematischen Aufwand. Häufig muß hierbei auf Näherungsverfahren zurückgegriffen werden, da die strengen Methoden oft auf Gleichungen führen, die z. Z. nicht oder nur sehr schwer lösbar sind.

Ausgehend von der „klassischen" Hochfrequenztechnik vermittelt das vorliegende Werk allen interessierten Ingenieuren, Physikern und Studierenden die notwendigen mathematischen und physikalischen Grundlagen und Methoden.

Dieses Werk, dessen deutsche Redaktion freundlicherweise Herr Prof. Dr.-Ing. Hans Frühauf übernommen hat, zeichnet sich vor allem durch eine übersichtliche und anschauliche Darstellung aus. Zur besseren Aneignung und Vertiefung des Stoffes sind im Anhang noch 447 Übungsaufgaben zusammengestellt. Der Nutzen dieser Aufgabensammlung wird durch die der deutschen Ausgabe beigefügten ausführlichen Lösungen noch wesentlich erhöht. Allerdings erwiesen sich diese als so umfangreich, daß sie in einem besonderen Band herausgegeben werden müssen.

Frühauf/Wiegmann

Lösungen der Übungsaufgaben zum Werk Ramo/Whinnery, Felder und Wellen in der modernen Funktechnik

555 Seiten, 150 Bilder, 32,— DM

In diesem Band sind die Lösungen zu der oben erwähnten Aufgabensammlung enthalten; sie erhöhen wesentlich die Möglichkeiten zur Aneignung und Vertiefung des Stoffes.

Bei der Ausarbeitung des Lösungsteils haben die Autoren vor allem Wert darauf gelegt, die Lösungsmethodik zu veranschaulichen. Die einzelnen Schritte werden jeweils ausführlich begründet und die Ergebnisse diskutiert. Dieser Band dürfte damit eine wertvolle Ergänzung des Hauptwerkes nicht nur für die Studierenden, sondern auch für die bereits im Beruf stehenden Physiker und Ingenieure sein.

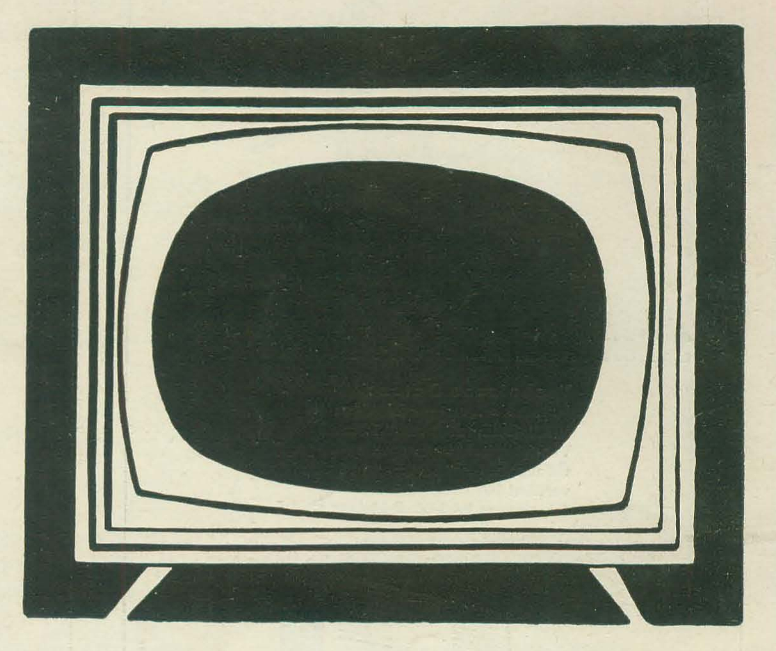
LOTOS

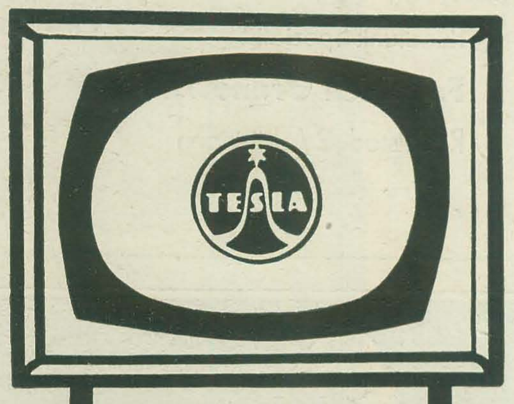
4211 U-6

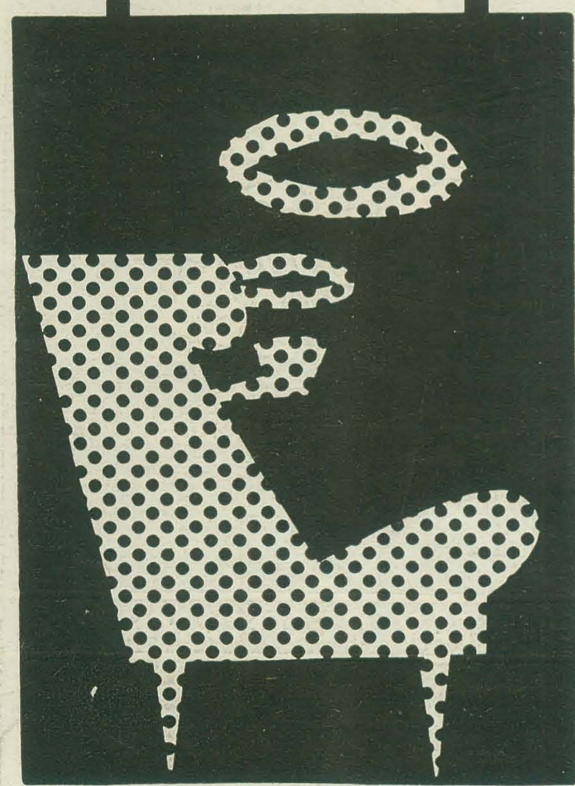
Elegant! Modern! Verläßlich!

TESLA

Der neue tschechoslowakische Fernsehempfänger **TESLA LOTOS 4211-U-6** hat viele hervorragende Eigenschaften: Tastenschaltung, Fernbetätigung (Kontrast, Helligkeit, Lautstärke und Netzschalter), bequeme und rasche Säuberung des Bildröhrenschirmes sowie des Schutzglases. Die vertikale Anordnung des kippbaren Chassis erleichtert das Auswechseln von Bestandteilen und verbilligt die Durchführung von Reparaturen. Die ganze Verdrahtung ist in Form der gedruckten Schaltungen ausgeführt. Optimale Bildqualität wird durch einen Klarzeichner gestellt. Ein rauchfarbiges Schutzglas erhöht den Kontrast, verleiht dem Bild eine gefälligere Farbtönung und verhindert die Augenermüdung. Alle 10 Kanäle laut der CCIR Norm sind eingebaut. Ein Umsetzer für UHF Fernsehband kann jederzeit in den vorgesehenen Raum eingebaut werden. Für VHF Fernsehband befindet sich im Gerät eine Dipol-Antenne. Zwei Lautsprecher — einer für hohe, der andere für tiefe Töne — sichern eine vollendete Wiedergabe, deren Klangfarbe mittels des Tastenregisters geändert werden kann.







Bildröhre	53 cm mit metallisiertem Bildschirm, Ablenkwinkel 110°
Bildgröße	472×368 mm
Empfindlichkeit	30 μV im I. Fernsehband 70 μV im III. Fernsehband
Leistung der Ton-Endstufe	2,5 W bei 10% Verzerrung
Röhren	17+1: PCC 88, 2×PCF 82, 5×EF 80, PCL 84, PCL 82, PABC 80, PL 84, ECH 81, EAA 91, PL 36, PY 88, DY 86, 531 QQ 44 (AW 53—88)
Halbleiter	5: 2×3NN 41, 2×7NN 41, 36NP 75
Stromversorgung	220 V±10%, 50 Hz
Leistungsaufnahme	160 W
Abmessungen	57×53×42 cm
Gewicht	28 kg

Importeur:
Heimelectric, Berlin C 2, Liebknechtstr. 14

Exporteur:



Praha 7, Dukelskych hrdinu 47, Tschechoslowakei